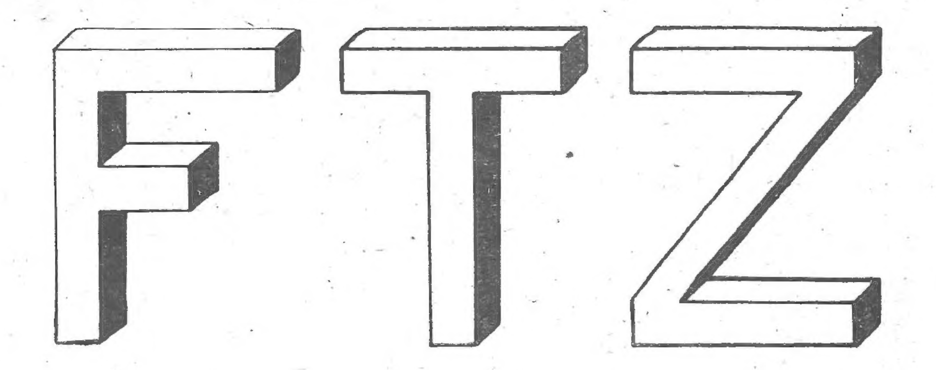


FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT

AUFSÄTZE UND MITTEILUNGEN AUS DEM FERNMELDEWESEN

1949 Juni Heft 6

Inhalt:



Karl Friedrich Gauß 1777—1855

HERAUSGEBER: DIPL.-ING. JOHANNES WOSNIK · DÜSSELDORF
VERLAG: FRIEDR. VIEWEG & SOHN · BRAUNSCHWEIG

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT - Heft 6, Juni 1949

Erscheint monatlich. Bezugspreis: Vierteljährlich 6,— DM, Einzelheft 2,50 DM. Bezug durch Post, Buchhandel oder Verlag.

HERAUSGEBER UND LIZENZTRÄGER: Dipl.-Ing. Johannes Wosnik, (22 a) Düsseldorf, Karl-Theodor-Str. 10.

SCHRIFTLEITER: Dipl.-Ing. H. Bornemann, (16) Frankfurt/Main, Elbestr. 1; Dr.-Ing. R. Führer, (13 b) München 2, Tillystr. 1-3; Dr. H. Rindfleisch, (24 a) Hamburg, Rothenbaumchaussee 132—134.

GESCHÄFTSSTELLE: Willy Greger, (16) Frankfurt/Main 2, Gallusanlage 2, Fernruf: 30521.

VERLAG: Friedr. Vieweg & Sohn, (20 b) Braunschweig, Burgplatz 1, Fernruf: 2184, Postscheck: Hannover 227.

DRUCK: Schloß-Buchdruckerei, Braunschweig, Schützenstraße 37.

Aufsätze an den Herausgeber oder einen Schriftleiter erbeten. Anzeigen durch den Verlag.

Veröffentlicht unter Zulassung 204 und C 3095 B der Nachrichtenkontrolle der Militärregierung.

Umschlagfoto: Deutsches Museum, München.

Die Sekundärelektronenemission

Von H. Salow, Bargteheide (Holstein)

Mit 8 Abbildungen

DK 621.394.645.6

Unter der Sekundärelektronenemission versteht man die Auslösung von Elektronen durch Wechselwirkung von primären Elektronen mit einem festen (oder gasförmigen) Körper. Freie Elektronen können aus jeglicher Substanz wiederum neue Elektronen befreien, sobald nur ihre Energie einen gewissen geringen Betrag von einigen 10 Volt überschritten hat. Diese Erscheinung tritt ganz allgemein auf. Es ist gleichgültig, ob es sich dabei um Metalle, Isolatoren oder Halbleiter handelt. Somit werden also auch in jedem technischen Rohr, in dem freie Elektronen vorkommen, sekundäre Elektronen gebildet. In vielen Fällen ist das ein erwünschter, in manchen Fällen ein unerwünschter Effekt.

Ohne auf Einzelheiten einzugehen, soll hier nur auf einige charakteristische Anwendungsbeispiele der Sekundärelektronenemission hingewiesen werden. In jedem Fernsehbildfänger-Rohr spielt die Sekundärelektronenemission eine große Rolle bei der gleichmäßigen Aufladung des lichtempfindlichen, isolierenden Bildschirmes und bei der Erzeugung des Bildsignals. Eine ähnliche potentialausgleichende Aufgabe besitzen die Sekundärelektronen im Oszillographen- oder Fernsehwiedergaberohr. Die verschiedenen sekundäremittierenden Bereiche auf einer metallischen Oberfläche lassen sich zum Aufbau einer Bildtelegraphie ausnutzen. Eine andere wichtige technische Anwendung liegt in der Verstärkungsmöglichkeit eines Eletronenstromes, sobald mehrere Sekundärelektronen für ein primäres Elektron ausgelöst werden. Dies geschieht im Sekundäremissionsvervielfacher, mit dem sehr kleine Ströme (insbesondere Photoströme) praktisch um jeden gewünschten Faktor, ja sogar einzelne Elektronen bis zu kräftigen Stromimpulsen verstärkt werden können. Dieses Vervielfachungsprinzip wird heute auch schon in Verstärkerröhren, im Klystron und in anderen technischen Spezialröhren angewendet. Wegen der beträchtlichen technischen Bedeutung, die der Sekundäremission zukommt, soll deshalb im folgenden ein kurzer Überblick über den heutigen Stand unserer Kenntnisse [1]) auf diesem Gebiet gegeben werden.

Die Grundtatsachen der Sekundärelektronenemission

Wir fragen zunächst, was mit einem Elektron überhaupt geschehen kann, wenn es auf einen festen Körper auftrifft? Das Elektron besitzt die Energie eV_p (e = Elementarladung, V_p = vom Elektron durchlaufene Spannung). Es können folgende Fälle eintreten:

1. A b s o r p t i o n. Das Elektron tritt in das Metall oder den Körper ein und gibt seine Energie an das Gitter ab. Nach außen tritt keine Wirkung auf.
2. E l a s t i s c h e R e f l e x i o n. Das Elektron wird ohne Energieverlust reflektiert.
3. U n e l a s t i s c h e R e f l e x i o n. Das Elektron erleidet eine Reflexion mit geringen Energieverlusten. Es gibt durch Mehrfachstöße einen Teil seiner Energie an das Kristallgitter oder die Elektronen im Körper ab und verläßt dann wieder den Körper.
4. D i e e i g e n t l i c h e S e k u n d ä r e l e k t r o n e n e m i s s i o n. Das Elektron befreit ein oder mehrere Elektronen aus dem Material, erzeugt also gewissermaßen neue Elektronen und bleibt selbst im Körper stecken.

Abb. 1 zeigt die Energieverteilung der in der geschilderten Art entstandenen Elektronen. Die Geschwindigkeit der primären Elektronen beträgt 160 Volt.

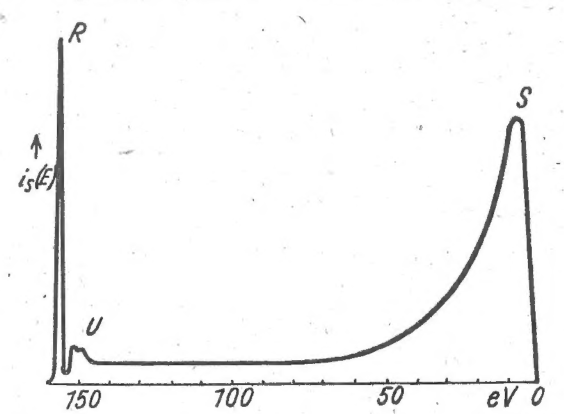


Abb. 1. Energieverteilung der von Silber ausgesandten Sekundärelektronen. i_s (E) = Sekundärelektronenstrom

Das Maximum bei R bezeichnet die Gruppe der elastisch reflektierten Elektronen. Die kleinen Maxima bei U entsprechen den unelastisch reflektierten Elektronen. Diese Gruppe ist abhängig vom Material, aber unabhängig von der Spannung der Primärelektronen. Es sind Elektronen, die einen Teil ihrer Energie entsprechend den im Kristallgitter erlaubten Energieübergängen abgegeben haben. Die dritte langsame Gruppe bei S stellt die eigentlich neuen Sekundärelektronen dar, die durch Stoß aus der Materie befreit sind. Charakteristisch ist die Lage ihres Maximums bei etwa 2 Volt. Die Elektronen zwischen U und S setzen sich aus unelastisch reflektierten und auch echten Sekundärelektronen zusammen. Da die Unterscheidung der Elektronen nach den Gruppen 2 bis 4 nicht immer in einfacher Weise möglich ist, ist die Technik dazu übergegangen, alle unter der Einwirkung von Elektronenbeschuß ausgesandten Elektronen als Sekundärelektronen zu bezeichnen. Man muß dann dabei im Auge behalten, daß unter den Sekundärelektronen sich solche befinden, deren Energie bis zur Energie der Primärelektronen heraufreicht, wenn auch das Maximum der Sekundärelektronen bei sehr kleinen Voltgeschwindigkeiten liegt. Die Zahl der je auftreffendes

[1]) Zur ausführlichen Unterrichtung sei hingewiesen auf H a j o B r u i n i n g, Die Sekundärelektronenemission fester Körper. Berlin 1942.

Elektron ausgelösten Sekundärelektronen ist von physikalischem Interesse und von ausschlaggebender technischer Bedeutung. Man nennt das Verhältnis von Sekundärelektronenstrom i_s zu Primärelektronenstrom i_p

$$i_s/i_p = \delta$$

das Sekundäremissionsvermögen oder den Sekundäremissionsfaktor. Dies Verhältnis läßt sich bei Metallen in einfacher Weise durch getrennte Messungen von Primär- und Sekundärelektronenstrom bestimmen. Bei Halbleitern verfährt man in gleicher Weise, nur muß

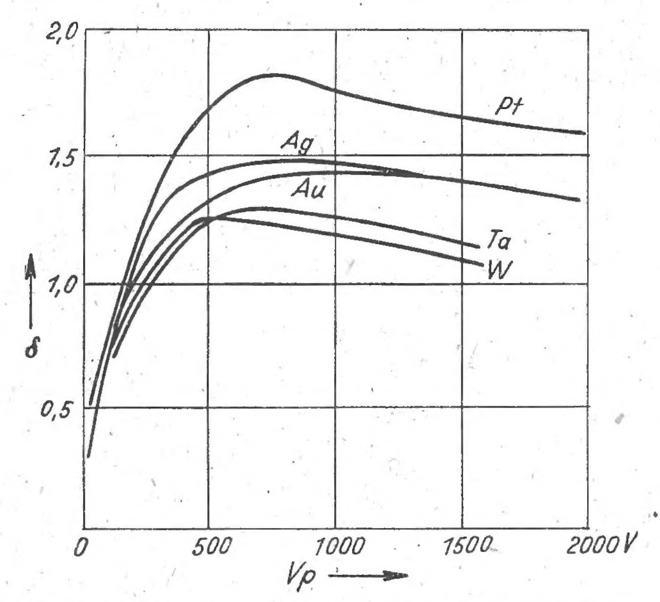


Abb. 2. Sekundäremissionsvermögen von Platin, Silber, Gold, Tantal, Wolfram

man mit geringen Elektronenströmen messen, um das Entstehen von Raumladungen im Halbleiter zu verhindern. Beim Isolator versagen diese einfachen Meßmethoden. Man ist genötigt, spezielle Impuls- oder Wechselstromverfahren anzuwenden, die zwar nicht die Genauigkeit der Metallmessungsverfahren erreichen, aber doch einen zuverlässigen Wert des Sekundärelektronenfaktors liefern.

Das Sekundäremissionsvermögen der Metalle

Die Metalle rechnen zu denjenigen Stoffen, deren Sekundäremissionsvermögen am genauesten bekannt ist. Die Meßergebnisse hängen stark von der Reinheit der Oberfläche des Materials ab. Es sollten daher nur gut entgaste oder im Vakuum aufgedampfte Oberflächen betrachtet werden. Trägt man das Sekundäremissionsvermögen δ als Funktion der Energie der Primärelektronen auf, so zeigt sich, daß δ als Funktion der Primärspannung V_p ein charakteristisches Maximum durchläuft. Dies Maximum ist durch einfache Überlegungen, auf die wir später noch eingehen, leicht qualitativ zu erklären. Es soll zunächst das Sekundäremissionsvermögen einer Gruppe von Metallen mit großer Dichte und hohem Schmelzpunkt angegeben werden. Durch Ausglühen im Vakuum lassen sich saubere und oxydfreie Schichten herstellen. Diese Gruppe besitzt ein hohes Austrittspotential. (Die Austrittsarbeit ist gleich dem negativen Bildkraftpotential, das ein Elektron gewinnt, wenn es sich einer Metallfläche nähert. Das Potential ist um so größer, je kleiner die Gitterkonstante des Materials ist; es kann durch Verunreinigung — Bildung von Doppelschichten — stark beeinflußt werden.)

In der Abb. 2 sind mehrere Sekundäremissionskurven der Metalle aus dieser Schwermetallgruppe zusammengefaßt. Die Maxima liegen in der Nähe von 500 Volt und erreichen etwa den Wert 1,3. Ta, Mo, W zeigen solch Verhalten. Auch Cu, Fe, Ni gehören in diese Gruppe, ebenso die Edelmetalle Ag, Au, Pt. Platin erreicht von allen Metallen mit großer Dichte mit $\delta = 1{,}8$ den höchsten Wert im Maximum. Alle Metalle dieser Gruppe, von verschiedenen Forschern gemessen, liefern stets die gleichen Resultate; wir haben es also mit einer echten Materialkonstanten zu tun.

Wir wenden uns nunmehr den Metallen mit geringer Dichte und niedriger Austrittsarbeit zu, also vornehmlich den Alkalien und Erdalkalien. Diese Metallgruppe bildet leicht Oberflächenverbindungen, so daß nur das Aufdampfen solcher Schichten im Vakuum und das Messen im gleichen Rohr ohne neuerlichen Lufteinlaß eindeutige und reproduzierbare Ergebnisse liefert. Abb. 3 zeigt das Sekundärelektronenemissionsvermögen vom K, Cs, Li und Al, Mg, Be. Die Maxima werden schon bei kleinen Spannungen $V_p \sim 200 \rightarrow 300$ Volt erreicht. Die Sekundäremissionsfaktoren sind grundsätzlich kleiner als Eins, insbesondere erreicht Li an keiner Stelle den Wert $\delta = 0{,}5$. Diese niedrigen Werte haben ihren Grund darin, wie sich später noch zeigen wird, daß die Sekundärelektronen in diesen Metallen besonders stark absorbiert werden.

Abhängigkeit des Sekundäremissionsvermögens vom physikalischen Zustand der Oberfläche

Man hat viel nach einem Zusammenhang zwischen der Austrittsarbeit und dem Sekundäremissionsfaktor δ gesucht. Es hat sich aber kein eindeutiger Zusammen-

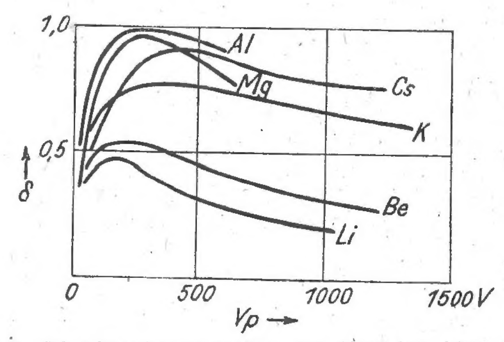


Abb. 3. Sekundäremissionsvermögen von Aluminium, Magnesium, Beryllium, Caesium, Kalium, Lithium

hang nachweisen lassen. Ebenso besteht kein deutlicher Zusammenhang mit dem Photoeffekt der Metalle. Das ist nicht verwunderlich, da ja die Lichtquanten in den obersten Schichten des Metalles die Photoelektronen auslösen, während die Primärelektronen viel tiefer in das Metall eindringen und die Sekundärelektronen in tieferen Schichten befreien. Wir haben bisher polykristalline Metallplatten untersucht, also Oberflächen, die aus einzelnen, aber ganz verschiedenartig orientierten Kristallen bestehen. Vergleicht man das Sekundäremissionsvermögen einer Einkristallfläche damit, so findet man deutliche Unterschiede. Man kann zeigen, daß bei Nickeleinkristallen die 100-Ebene wesentlich weniger Sekundärelektronen abgibt, als das polykristalline Material. Man wird annehmen müssen,

daß im Einkristall bestimmte Vorzugsrichtungen für die Sekundärelektronen vorliegen oder daß diese in verschiedenen Achsenrichtungen verschiedenartig absorbiert werden. Von Bedeutung für das Sekundäremissionsvermögen ist auch die Oberflächenbeschaffenheit des Metalls. Eine glatte Oberfläche hat stets einen größeren Sekundäremissionsfaktor als eine rauhe, mit labyrinthischer Struktur ausgerüstete Oberfläche. Insbesondere optisch schwarze Oberflächen liefern kleine Sekundäremissionsfaktoren. Das liegt daran, daß die Sekundärelektronen nicht frei aus der Oberfläche entweichen, sondern von vorgelagerter Materie wieder eingefangen werden.

Das Sekundäremissionsvermögen von Verbindungen (Halbleitern, Isolatoren und zusammengesetzten Schichten)

Die Verbindungen besitzen im allgemeinen keine elektronische Leitfähigkeit mehr, wie die Metalle. Sie müssen also in sehr dünnen Schichten untersucht werden, deren Querleitung noch zur Messung ausreicht, oder es müssen die im Anfang erwähnten Wechselstrommethoden angewandt werden. Die Oxyde der Metalle und die Halogenide besitzen aber grundsätzlich höhere Sekundäremissionsfaktoren, so daß diese Stoffe in technischer Hinsicht von großer Bedeutung sind. Abb. 4 zeigt als Beispiel dieser Stoffgruppen das Sekundäremissionsvermögen von Ca O. Der Charakter der Kurve ist ähnlich der der Metalle, nur daß im Maximum ein Wert von $\delta = 4{,}5$ erreicht wird. In Tabelle 1 sind die maximalen Sekundäremissionsfaktoren verschiedener solcher einfachen Verbindungen, die zumeist im Vakuum auf eine metallische Unterlage aufgedampft sind, zusammengestellt. Es treten zum Teil recht hohe Faktoren auf.

Über das Sekundäremissionsvermögen komplizierter Verbindungen ist wenig bekannt. Im allgemeinen wird es niedriger sein als das der einfachen Verbindungen. Als Beispiel sind die Sekundäremissionsfaktoren von

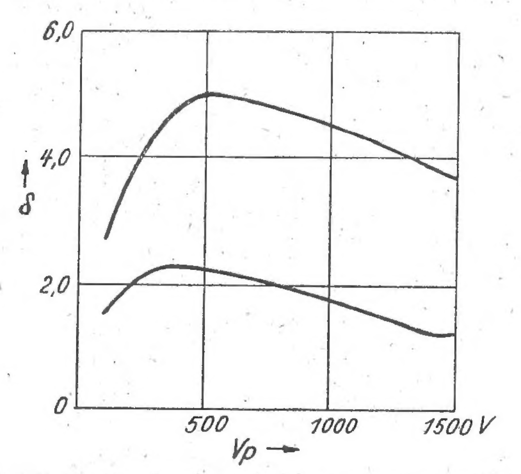


Abb. 4. Sekundäremissionsvermögen von Calciumoxyd

Glas, Quarz und Glimmer angegeben (Abb. 5). Auch diese Verbindungen zeigen im Grunde ein den Metallen ähnliches Verhalten, doch wird deutlich, daß der Punkt, an dem die Sekundäremissionskurve zum zweitenmal den Wert Eins erreicht, bei wesentlich höheren Spannungen liegt als bei Metallen. Dieser Punkt läßt sich durch Aufladungsmessungen in einfacher Weise bestimmen und ist insbesondere für Leuchtstoffe viel-

Tabelle 1. Maximales Sekundäremissionsvermögen von einfachen Verbindungen elektropositiver Metalle

Verbindung	Herstellung	δ_{max}
MgO	Übergedampft von einer Pt-Spirale	3,95
BaO	Oxydiertes Barium	4,8
Al_2O_3	Oxydschicht auf einer Al-Platte	2—3 2,55
LiF	Durch Hochvakuum übergedampfte Schicht	5,6
NaF		5,7
CaF_2		3,15
BaF_2		4,5
$NaCl$		6,8
KCl		7,5
$RbCl$		5,8
$CsCl$		6,5
$NaBr$		6,25
NaJ		5,5
KJ		5,6

fach gemessen worden. Es zeigt sich, daß es Zinksilikate und Cu-Wolframate gibt, bei denen dieser Punkt bei 60 KV und darüber hinaus liegt.

Dieses Bild verwirrender Fülle des Verhaltens der Materie gegenüber dem Beschuß mit Elektronen wird

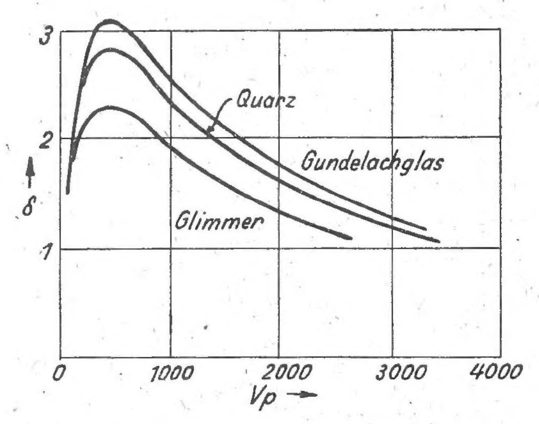


Abb. 5. Sekundäremissionsvermögen von Glimmer, Quarz und Glas

noch vielgestaltiger, wenn wir Schichten betrachten, die auf einen besonders hohen Sekundäremissionsfaktor hingezüchtet sind. Solche Schichten sind natürlich von besonderem technischen Interesse. Ihre Zusammensetzung ist im allgemeinen folgende: Man geht von einem Metall aus, auf dessen gute elektronische Leitfähigkeit man nicht verzichten kann, darauf bringt man durch Oxydation oder durch Aufdampfen einen Halbleiter, weil dieser eine prinzipiell höhere Sekundärelektronenemission besitzt, und versucht dessen Sekundäremissionseigenschaften noch durch Einbau weiterer Metallatome zu steigern. Ein typischer Vertreter solcher Schichten ist die Photokathode:

$$[Ag]\ Cs_2O + Ag, Cs.$$

Solche Schichten ergeben Sekundäremissionsfaktoren bis zu 10 und mehr, wie Abb. 6 zeigt. Es gibt verschiedene Theorien über die Rolle, die die eingebauten Metallatome bei der Erzeugung der Sekundärelektronen spielen [2]). Einige Forscher sehen in der Metalleinlagerung nur eine Erleichterung des Nachströmens der Elektronen, wie dies aus der Theorie der Oxydkathode bekannt ist, während andere annehmen, daß die positiv ionisierten Metallatome direkt Sekundärelektronen aus

[2]) F. Trey, Sekundärelektronenausbeute. Phys. Zeitschr. 44 (1943), S. 38.

dem Material befreien können. Es dürften beide Auffassungen berechtigt sein, die letztere insbesondere dann, wenn eine Feldabhängigkeit der Sekundärelek-

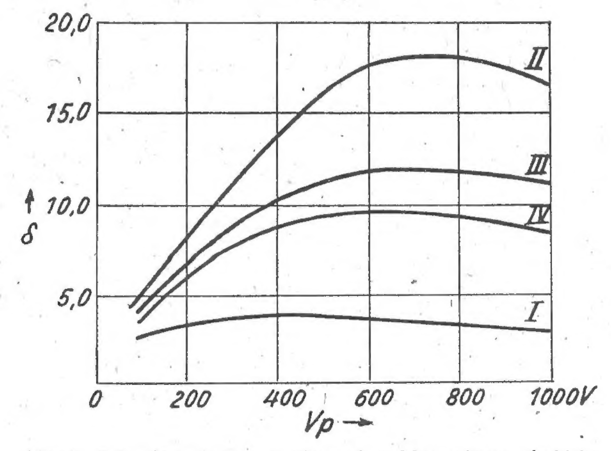


Abb. 6. Sekundäremissionsvermögen einer Magnesiumoxydschicht, durch Verdampfung in Sauerstoffatmosphäre (II); glatte Magnesiumoxydschicht (I); (III) formierte NiBe-Legierung; (IV) [Ag]Cs_2O, AgCs-Schicht

tronenemission vorliegt, wie sie bei δ-Werten größer als 10 vorkommt. Auch mit Magnesiumoxyd, das man durch Verdampfen von Magnesium in einer Sauerstoffatmosphäre gewinnt, lassen sich Schichten hohen Sekundäremissionsfaktors herstellen (Abb. 6).

Eine dritte Art von zusammengesetzten Schichten sind die Legierungsschichten. Verwendet man die Legierung eines gut leitenden Metalles wie Ag, Cu und Ni mit einem elektropositiven Metall wie Be, Mg oder Al, so zeigen diese Schichten, z. B. Ag Mg, Be Cu oder Be Ni nach einer Formierung bei hoher Temperatur mit Sauerstoff beträchtliche Sekundäremissionsfaktoren. Wichtig für diese Schichten ist sicherlich die Tatsache, daß es Legierungen sind. Es muß also die Struktur der Schicht, die Zusammensetzung aus zwei Komponenten eine Rolle spielen; außerdem ist wiederum die Oxydation von Bedeutung. Dies ist nicht verwunderlich, nachdem gezeigt ist, daß die Verbindungen der Metalle grundsätzlich höhere Faktoren ergeben.

Die Winkelabhängigkeit der Sekundärelektronen und die Energieverteilung der Sekundärelektronen

Bevor wir uns der Deutung des experimentellen Materials zuwenden, gehen wir noch auf zwei Eigenschaften der Elektronensekundäremissionen ein, und zwar auf die Winkelabhängigkeit der Sekundärelektronen und ihre Energieverteilung. Beide Erscheinungen sind vornehmlich an Metallen untersucht; die Ergebnisse sind in Abb. 7 zusammengefaßt. Man erkennt, daß die Sekundäremission für den senkrechten Einfall der primären Elektronen am kleinsten wird. Bei Zunahme des Einfallswinkels dringen die Primärelektronen nicht mehr in so tiefe Schichten ein, die Sekundärelektronen können die Oberfläche leichter erreichen, die Ausbeute wird größer. Für die Winkelabhängigkeit des Sekundäremissionsfaktors lassen sich einfache mathematische Formeln angeben. Auch für glatte Oberflächen von Isolatoren gelten diese Zusammenhänge im Gegensatz zu früheren Anschauungen, bei denen eine Anomalie des Sekundäremissionsfaktors in bestimmten Einfallsrichtungen angenommen wurde.

Die Energieverteilung [3]) der Sekundärelektronen gewinnt man, wenn man die Elektronen gegen ein Gegenfeld anlaufen läßt und denjenigen Bruchteil der Elektronen mißt, der diese Gegenspannung gerade überwinden kann, oder wenn man durch magnetische Fokussierungsmittel bestimmte Energiebereiche der Sekundärelektronen für die Messung ausblendet. Beide Methoden ergeben zuverlässige Resultate. Es sollen hier gleich die Ergebnisse mitgeteilt werden. In Abb. 8 sind die Energieverteilungskurven aller an Metallen durchgeführten Messungen vereinigt. Alle Kurven lassen sich in dem engen schraffierten Bereich unterbringen. Das Maximum der Sekundärelektronen liegt ziemlich genau bei 2 Volt. Eine sogenannte Maxwellsche [4]) Energieverteilung ist derart eingezeichnet, daß die Maxima zur Deckung kommen. Nur für höhere Energien kommen Abweichungen von der Maxwellverteilung vor im Sinne schnellerer Elektronen.

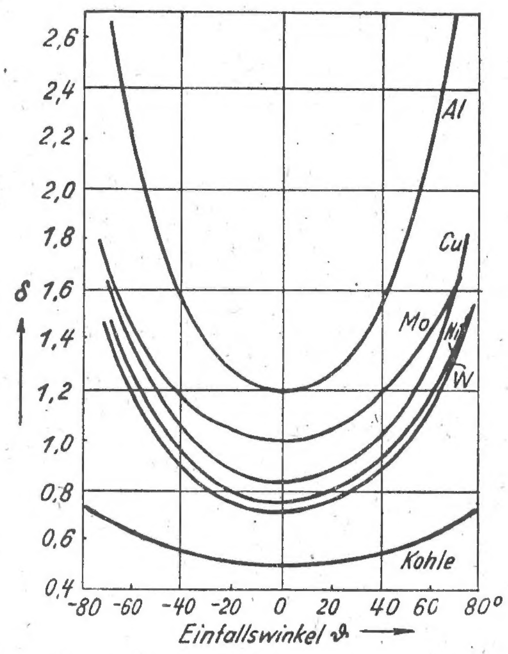


Abb. 7. Sekundäremissionsvermögen verschiedener Metalle als Funktion des Einfallswinkels δ

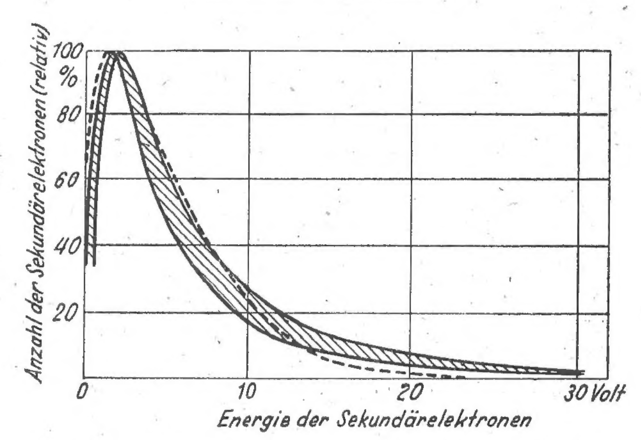


Abb. 8. Energie der Sekundärelektronen. Bereich, innerhalb dessen die Energieverteilungen aller Metalle liegen. „Maxwellsche" Energieverteilung zum Vergleich: ———

[3]) R. Kollath, Zur Energieverteilung der Sekundärelektronen, Ann. d. Phys. 1 (1947), S. 357.

[4]) Diese Maxwellsche Verteilung würde freie Elektronen annehmen, deren häufigste Geschwindigkeit bei 2 Volt liegt.

Qualitative Deutung des experimentellen Materials

Trifft ein Elektron von einigen 100 Volt Energie unter bestimmtem Einfallswinkel auf die Oberfläche eines festen Körpers auf, so wird es eine gewisse Strecke im Körper zurücklegen, dabei seine Energie an die Elektronen im Material abgeben und nach einer gewissen Laufstrecke, sobald seine Anfangsenergie aufgezehrt ist, im Körper zur Ruhe kommen. (Die Fälle der Rückdiffusion und Reflexion sollen bei der Betrachtung ausgeschlossen sein.) Bei diesem Absorptionsprozeß der Energie wird eine gewisse Anzahl von Elektronen angestoßen, die ihrerseits wieder im Körper wandern. Etliche von ihnen werden auch zur Oberfläche hin beschleunigt und treten als Sekundärelektronen in Erscheinung. Nun weiß man aus theoretischen Überlegungen, aus Absorptionsversuchen an dünnen Metallfolien, sowie aus den Ionisierungsvorgängen in Gasen, daß für jedes aus dem Gitter- oder Atomverband abgelöste Elektron im Mittel ein fester Energiebetrag verbraucht wird, der für Metalle in der Gegend bei 25 Volt liegt. (Auch für Verbindungen dürfte dieser Betrag von ähnlicher Größe sein.) Ein Elektron von 500 Volt kann also auf seiner Bahn bis zum Verbrauch der Energie höchstens 20 Elektronen befreien. Von diesem wandern im Mittel sicher nicht mehr als die Hälfte in Richtung auf die Oberfläche, davon wird noch im Körper ein Teil absorbiert, denn die langsamen Sekundärelektronen können nicht beliebig lange im Metall oder Isolator diffundieren, sondern werden an irgendeiner Stelle wieder eingefangen. Ein Sekundäremissionsfaktor von 5 bei $V_p = 500$ Volt erscheint danach als ein hoher, aber durchaus möglicher Wert.
Daß in der Sekundäremissionskurve ein Maximum auftritt, leuchtet ohne weiteres ein; denn bei höheren Spannungen werden die Sekundärelektronen in tieferen Schichten erzeugt und sind stärkerer Absorption ausgesetzt, so daß weniger Elektronen die Oberfläche erreichen. Bei niederen Spannungen ist die Zahl der erzeugten Sekundärelektronen von vornherein geringer.

Diese Vorstellungen lassen sich strenger fassen, wenn wir etwa folgende Annahmen machen:

1. Die Eindringtiefe der Primärelektronen in das Material soll durch das Widdington-Thomsonsche Gesetz für Metalle beschrieben werden. Es lautet:
$$V_0^2 - V_l^2 = a \cdot l.$$
l = Eindringtiefe, a = Materialkonstante, V_0 = Anfangsspannung, V_l = Spannung in der Tiefe l. Die Eindringtiefe wächst also mit dem Quadrat der Primärspannung an. Wir nehmen an, daß dies Gesetz allgemein für feste Körper und auch niedrige Spannung gilt.
2. Die Zahl der Sekundärelektronen soll dem Energieverlust proportional sein.
3. Für die Sekundärelektronen nehmen wir ein wegproportionales Absorptionsgesetz mit einem Absorptionskoeffizienten α an.

Mit diesen wenigen physikalisch begründeten Annahmen läßt sich ein Verlauf der Sekundäremissionskurve errechnen, der dem Charakter der gemessenen Kurve entspricht und der ein ausgeprägtes Maximum liefert. (Auf die Wiedergabe der mathematischen Durchrechnung wird verzichtet.) Auch die Abhängigkeit der Sekundäremission vom Auftreffwinkel der Primärelektronen wird richtig von der Rechnung erfaßt.

Tabelle 2

Metall	$V_{p\,max}$ (V)	$a \cdot 10^{-12}$ ($V^2\,cm^{-1}$)	α (cm^{-1})
Li	90	0,21	$2 \cdot 10^7$
Cs	400	0,75	$0,4 \cdot 10^7$
Ba	400	1,50	$0,8 \cdot 10^7$
Ni	500	3,5	$1,2 \cdot 10^7$
Mo	400	4,1	$2,1 \cdot 10^7$
W	700	7,5	$1,3 \cdot 10^7$
Cu	600	3,6	$0,85 \cdot 10^7$

Die Formel verknüpft (wie zu erwarten) die Spannung V_m, bei der das Maximum der Sekundäremissionskurve liegt, mit der Absorptionskonstanten α und der Materialkonstanten a im Widdington-Gesetz. Es gilt:
$$V_m = \left(0{,}85\,\frac{a}{\alpha}\right)^{1/2}.$$
Dieser Zusammenhang ist ein wertvoller Prüfstein der Theorie oder bietet umgekehrt die Möglichkeit, die Konstanten a und α aus der Sekundäremissionskurve zu entnehmen. Tabelle 2 gibt eine Zusammenstellung von a und α für verschiedene Metalle. Während a aus Reichweitemessung gut bekannt ist, ist α aus der Maximumspannung des Sekundäremissionsfaktors abgeleitet. Es wäre wünschenswert, diese Werte durch direkte Messung des Absorptionskoeffizienten für langsame Elektronen zu ergänzen.
Die oben gemachten einfachen Annahmen ergeben ein qualitatives Bild der vielfältigen Erscheinung der Sekundärelektronenemission. Charakteristische Einzelheiten spezieller Sekundäremissionskurven können natürlich aus diesen Überlegungen nicht gewonnen werden, hier müssen die Rechnungen durch Einführung weiterer Materialkonstanten und die Hilfsmittel der Quantentheorie ergänzt werden. Auf diese verwickelten und umfangreichen Rechnungen soll hier aber nicht eingegangen werden.
Es soll zum Schluß vielmehr noch erläutert werden, warum die Sekundäremissionsfaktoren der reinen Metalle gegenüber denen der Verbindungen so außerordentlich klein sind. In den Metallen können wir die Leitungselektronen im Gegensatz zum Halbleiter und Isolator als vollkommen frei beweglich ansehen. Bei freien Elektronen kann aber in Richtung auf die Metalloberfläche gar kein Impuls übertragen werden. Man denke z. B. an den Stoß von Billardkugeln, die man in erster Näherung als frei betrachten kann. Die Elektronen können also erst durch weitere Wechselwirkung mit dem Metallgitter den Weg zur Oberfläche finden. Dadurch wird die Wahrscheinlichkeit der Emission eines Sekundärelektrons natürlich geringer. Daß die Leichtmetalle gegenüber den Schwermetallen eine noch geringere Sekundäremission besitzen, liegt in dem großen Absorptionskoeffizienten für langsame Elektronen, den die Leichtmetalle auf Grund ihres großen Atomvolumens besitzen.
Abschließend läßt sich sagen, daß ein Teil des großen Materials der Sekundärelektronenemission qualitativ gedeutet werden kann, daß aber nur wenige Tatsachen einer quantitativen Deutung fähig sind. Es bleiben demnach sowohl in der experimentell technischen Richtung, wie in der theoretischen Deutung auf dem Gebiet der Sekundärelektronenemission noch beträchtliche Aufgaben übrig.

Zeitschriftenlese

DK 537.533.2

Beitrag zum Mechanismus der Sekundäremission I. Von O. Hachenberg. Ann. d. Physik 2 (1948), Heft 7/8, S. 404—416.

In vorliegender Arbeit wird der Verbleib der Energie eines ausgelösten Sekundärelektrons auf seinem Wege im Festkörper untersucht. Entgegen früheren Annahmen handelt es sich nicht um eine exponentiell verlaufende Absorption, sondern um Energieverluste durch verschiedene Wechselwirkungen: Zusammenstöße mit 1) Gitterschwingungen, 2) Gitterstörstellen, 3) freien Elektronen im Gitter, 4) im Gitter gebundenen Elektronen. Nach einem Überblick über den Stoßvorgang des Primärelektrons im Festkörper und die Übertragung seiner Energie auf die Sekundärelektronen, werden die Energieverluste dieser Sekundärelektronen und ihre sich somit ergebenden Reichweiten bzw. Relaxationsstrecken s (s ist die Strecke, bis zu der sich die kinetische Energie E auf den e-ten Teil vermindert hat) für jeden einzelnen der vier obigen Stoßvorgänge getrennt berechnet. Es ergeben sich für alle vier Wechselwirkungen ähnlich gebaute Formeln für s. Allen gemeinsam ist die Proportionalität mit E^2. Auf diese Weise können nur bestimmte, d. h. von einer bestimmten Tiefe ab ausgelöste Sekundärelektronen noch aus der Oberfläche austreten. Ihre Anzahl wird rechnerisch ermittelt, wobei die Wirkung der nur im geringen Maß vertretenen schnelleren angeregten Elektronen vernachlässigt wird. Es zeigt sich, daß die Sekundäremission proportional zur Relaxationsstrecke s ist, unabhängig von der Geschwindigkeitsverteilung der angeregten Elektronen. Die gewonnenen rechnerischen Ergebnisse werden mit den vorliegenden Sekundäremissionsmessungen verglichen.

Es erweist sich, daß für Metalle lediglich die Wechselwirkung mit den freien Leitungselektronen als Hemmung wirksam wird. Die sich somit ergebenden Reichweiten für angeregte Elektronen mit 10 bis 40 Volt kinetischer Energie werden tabellarisch angegeben. (Die Sekundärelektronen kommen also aus einer Schichttiefe des Metalls von einigen 100 AE.) Bei Isolatoren dagegen ist die Wechselwirkung mit den Gitterschwingungsquanten vorherrschend und damit s proportional mit 1/T, was am Beispiel der Messungen an KCl graphisch gezeigt wird. Als Beispiel eines amorphen Isolators (viel Gitterstörstellen!) wird am Glas das Überwiegen der 2. Wechselwirkung dargetan, für das also die Sekundäremissionsausbeutekurve keine 1/T-Abhängigkeit gibt. Zum Schluß werden die Bedingungen und Grenzen für das Einsetzen der einzelnen Elementarvorgänge als Hemmungen der angeregten Elektronen erörtert. WTJ

DK 621.396.615.14

Wanderfeldröhren als Schwingungserzeuger mit großem elektronischem Abstimmbereich. O. Döhler, W. Kleen und P. Palluel, Ann. de Radioel., Bd. IV (1949), Nr. 15, 8 S., 3 Abb.

Die Wanderfeldröhre (traveling wave tube) war ursprünglich nur als Verstärkerröhre mit extrem breitem Frequenzband gedacht. Im Verlaufe einer intensiven Entwicklung von Röhren dieser Art innerhalb der Comp. Gén. de T. S. F. kommen die Verfasser in der vorliegenden Arbeit zu der Erkenntnis, daß die Wanderfeldröhre für kürzeste Wellen ($\lambda < 3$ cm) auch als Schwingungserzeuger große Vorteile besitzt und z. B. dem Reflexionsklystron stark überlegen sein kann.

Die vorliegenden Untersuchungen gehen von dem einfachsten Fall aus, daß der Wellenleiter eine Wendel ist und die Rückkopplung innerhalb der Röhre durch Reflexion an den Wendelenden entsteht. Messungen zeigen in Übereinstimmung mit einfachen Überlegungen, daß bei einem solchen Schwingungserzeuger im allgemeinen verschiedene Wellen gleichzeitig möglich sind. Die reproduzierbare Isolierung einer einzelnen Welle ist nur schwer möglich und nicht ohne Verzicht auf einen breiten elektronischen Abstimmbereich.

Eine merkliche Verbesserung erzielt man durch einen äußeren Rückkopplungsweg, z. B. in Gestalt eines Hohlleiters. Der Abstand zwischen zwei Einzelwellen mit benachbarter Ordnungszahl wird bei gleicher Wellenlänge dadurch etwa verdoppelt und der Rückkopplungsweg kann so selektiv gemacht werden, daß die nächst benachbarten Ordnungen in dem für die Abstimmung notwendigen Spannungsbereich nicht mehr angeregt werden können. Die Dämpfung der Wendel wird dabei so weit vergrößert, bis durch innere Rückkopplung keine Schwingungsanfachung mehr möglich ist. Den größten Abstimmbereich erhält man bei sehr kleinen Leistungen (einige Milliwatt). Er umfaßt 10, 4,5 bzw. 2,5 % bei 10, 3 bzw. 1,25 cm Wellenlänge. Bei einem Reflexionsklystron beträgt der elektronische Abstimmbereich bei 10 cm Wellenlänge nur etwa 1 %.

Das weitere Ziel der Entwicklung ist eine Röhre mit großer Leistung und gleichzeitig breitem elektronischen Abstimmbereich. Dieses Ziel ist voraussichtlich nur mit neuartigen Wellenleitern zu erreichen. Geeignet sind dafür entweder Hohlrohrleiter mit angepaßten Blenden oder eine koaxiale Leitung mit Scheiben auf dem Innenleiter. Die letztere Anordnung scheint besonders vorteilhaft zu sein, bis auf die Schwierigkeit, einen gut gebündelten Elektronenstrahl in Form eines Zylindermantels zu erzeugen. Die Vergrößerung der Ausgangsleistung wird erstens durch Erhöhung des Wirkungsgrades und zweitens durch Vergrößerung der Stromstärke erreicht. Bei 10 cm beträgt der Wirkungsgrad mit Wendeln nur 2,5 %; mit der erwähnten koaxialen Leitung glauben die Verfasser dagegen 8 bis 10 % erzielen zu können, da der Koppelwiderstand zwischen Welle und Strahl um den Faktor 4 steigt und die Stromstärke um den Faktor 10. Es scheint somit möglich zu sein, bei 10 cm 20 W Ausgangsleistung zu erhalten. Für 3,3 bzw. 1,25 cm kann man 5 bis 6 bzw. 2 bis 3 % Wirkungsgrad erwarten mit 1 bis 2 bzw. 0,1 bis 0,2 W Ausgangsleistung. Wenn die mitgeteilten Zahlenwerte auch nicht unmittelbare Versuchsergebnisse darstellen, so kann man doch aus der Art der Ableitung den Eindruck gewinnen, daß sich in bezug auf Bandbreite und Leistung gegenüber dem Reflexionsklystron für Wellen unterhalb von 3 cm wesentliche Vorteile ergeben. Schnitger

DK 621.395.64

Kleinverstärker für Tonfrequenz (A Miniature Audio-Frequency Amplifier). Von W. T. Duerdoth und J. Garlick, Post Office El. Eng. Journal 41, Nr. 4, Januar 1949, S. 228—233.

Raummangel und Neubauschwierigkeiten verstärken die Bestrebungen, durch Verkleinerung der gebräuchlichen technischen Einrichtungen Ersparnisse zu erzielen. Als Ergebnis solcher Studien wird ein Verstärkermodell beschrieben, das den bisher als Leitungsverstärkern verwendeten Verstärkern überlegen ist. Alle Steckverbindungen mit Ausnahme der Stromzuführung sind der Sicherheit wegen gelötet; auch die Röhre wird nicht in einen Sockel gesteckt, sondern durch Lötverbindungen angeschaltet. Die Anodenspannung ist von 130 auf 250 V heraufgesetzt. Der Stromlauf zeigt doppelte Rückkopplung. Der Ausgangsübertrager ist in einen Gegenkopplungskreis einbezogen und kann daher bei geringeren Anforderungen an seine Eigenschaften kleiner gehalten werden. Auch der Eingangsübertrager, dem eine besondere Untersuchung im Anhang gilt, ist kleiner gehalten. Zwei Abbildungen zeigen, daß die Stabilität des Verstärkers außerhalb des Übertragungsbereichs durch die besondere Gestaltung des zweiten Rückkopplungskreises gesichert wird. Das Pflichtenheft, das u. a. gleichmäßige Verstärkung von 3,45 N im Übertragungsbereich von 200 auf 6000 Hz vorschreibt, wird von dem Modell gut erfüllt. Das Gehäuse mißt 64×64×114 mm. Indessen ist der Verstärker noch nicht zur Verwendung im Betrieb des Post Office vorgesehen; verschiedene Verbesserungen sind noch vor der Massenfertigung vorzunehmen. Wegen der Wärmeentwicklung wird man ein Verstärkergestell nicht mit Verstärkern allein bestücken können, sondern Entzerrer und Übertrager zwischen die Verstärker legen. Bezogen auf die Gesamteinrichtung einschl. Fernleitungsübertrager verspricht die Verwendung der neuen Verstärker eine Raumersparnis von rund 33 v. H.; wenn auch kleinere Fernleitungsübertrager benutzt werden, kann man rund 58 v. H. Raumersparnis erreichen. Eine Verkleinerung der Entzerrer wird zunächst nicht für möglich gehalten. Bm.

Beschreibung eines Gerätes zur selbsttätigen Überwachung des Isolationszustandes von Fernsprechkabeln

Es wird eine Überwachungseinrichtung beschrieben, die sich selbsttätig an Adern von Fernsprechkabeln anschaltet und den Isolationszustand dieser Adern gegen Erde überwacht.

Von **H. Bösenberg**, Barkhausen a. d. Porta

Mit 8 Abbildungen

DK 621.317.333.6

Einleitung

Die Betriebssicherheit der Fernsprechkabelwege gewinnt mit der Ausbreitung des Fernsprechweitverkehrs, der vermehrten Leitungsanzahl und der fortschreitenden trägerfrequenten Vielfachausnutzung immer mehr an Bedeutung. Daher sind alle Maßnahmen, die auf eine Verkürzung der Kabelausfallzeiten hinwirken, wie z. B. die regelmäßige meßtechnische Beobachtung des Kabelzustandes, von besonderer Wichtigkeit. Da fast alle Kabelstörungen auf das Eindringen von Feuchtigkeit und somit Absinken der Isolation gegen Erde verursacht werden, ergibt die laufende Beobachtung der Isolationswerte einen ausgezeichneten Anhalt für die Betriebsgüte des Kabels. Wie die Erfahrung gezeigt hat, sind schleichende Kabelfehler über einen längeren Zeitraum von Tagen und Wochen äußerst selten. Die Zeitspanne zwischen Auftreten des Fehlers und Verschlechterung der Isolationswerte bis zum vollen Kabelausfall ist sehr stark von der Wetterlage abhängig und beträgt meistens nur Stunden. Um eine Störungsbeseitigung noch vor dem Kabelausfall durchführen zu können, erscheint es daher erforderlich, den Isolationszustand nicht nur einmal am Tage, sondern in nicht zu großen Abständen fortlaufend überwachen zu lassen.

Zur Durchführung solcher Beobachtungen wurde das nachstehend beschriebene selbsttätige Kabelüberwachungsgerät von H. Schilling und dem Verfasser entwickelt und im Betriebe versuchsweise eingesetzt.

Anforderungen an ein selbsttätiges Kabelüberwachungsgerät (Ü-Ger.)

Nach den Betriebserfahrungen lassen die Kabeladern allgemein einschließlich der Trägerfrequenz-Grundleitungen noch bei einem Isolationswiderstand von 2—1 Megohm einwandfreie Betriebsverhältnisse zu. Zur frühzeitigen Erkenntnis ist es aber zweckmäßiger, nicht an die untere Grenze von etwa 3 Megohm zu gehen, sondern eine höhere Ansprechempfindlichkeit zu fordern. Zu hoch dabei zu gehen, ist aber auch nicht ratsam, weil im allgemeinen neben Kabeln mit hochwertigen Isolationswerten auch solche mit schlechteren Betriebsisolationswerten aufzuschalten sein werden und bei der Prüfung im Regelfalle die entsprechende Leitungsführung in den Ämtern (Aufteilungskabel, Schaltdraht und u. U. Verbindungskabel zwischen Verteiler und Fernleitungsübertragern) mit ihren geringeren Isolationswerten mit erfaßt wird. Nach den bisherigen Erfahrungen reicht eine Ansprechempfindlichkeit von rd. 7 Megohm aus.

Ferner müßte das Ü-Ger. neben der Forderung unbedingter Betriebssicherheit auch die der Billigkeit in Fertigung und Stromverbrauch erfüllen. Weiterhin soll es keiner besonderen Wartung und Eichung bedürfen und in der Bedienungsweise einfach gehalten sein. Schließlich muß die Anschaltung des Gerätes an mit Leitungen belegte Adern ohne Störung des Fernsprechbetriebes möglich sein.

Das hier beschriebene Ü-Ger. erfüllt diese Anforderungen und stützt sich in seiner Ausführung auf Bauelemente, die in der Fernsprech- bzw. Fernschreibtechnik üblich und erprobt sind.

Wirkungsweise des Ü-Ger.

Dem Ü-Ger. liegt folgende Überlegung zugrunde:

Eine Kabel-(Doppel-)Ader bildet mit Erde eine räumlich verteilte Kapazität C mit parallelgeschaltetem ebenfalls räumlich verteiltem Isolationswiderstand R_{is}.

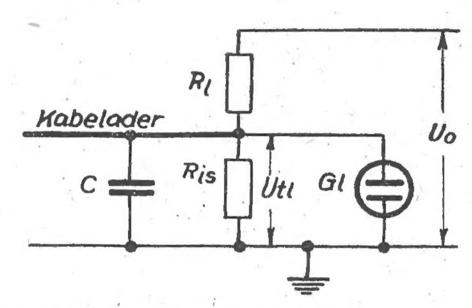


Abb. 1. Kabelader mit angeschalteter Glimmlampenanordnung

C und R_{is} können auch zusammengefaßt gedacht werden (Abb. 1).

Wird nun die Kabeldoppelader von einer konstanten Spannung U_0 über den Ladewiderstand R_l aufgeladen, so ist der Abfall der Teilspannung U_{tl} über R_{is} nach der Zeit $t \to \infty$ ein Maß für die Größe von R_{is}. Bleibt also U_{tl} unterhalb eines bestimmten Teilbetrages von U_0, so liegt auch R_{is} unter einer gewissen, als zulässigen Grenzwert zu betrachtenden Größe. Dieser Grenzwert kann durch geeignete Bemessung von U_0 und R_l an die Zündspannung U_z einer parallelgeschalteten Glimmlampe GL angepaßt werden. Die sich dann über die gezündete Glimmlampe bis zur Löschspannung der Glimmlampe entladende Kabelkapazität liefert einen Stromstoß, der zur Steuerung des Ü-Ger. benutzt wird.

Die zur Prüfung einer Kabeldoppelader einer Verstärkerfeldlänge notwendige Zeit braucht, wie unter „Berechnung" nachgewiesen, nicht sehr lang zu sein, sondern kann zwischen 10 und 30 Sekunden bemessen werden.

Tabelle 1
Wertetabelle zur Berechnung der Ansprechempfindlichkeiten

U_z V	R_l MΩ		R_{is} in Megohm 150	100	50	30	20	10	8	7	6	5	4	3,2
160	2	U_{tl}	207	206	202	197	191	175	168	163	157			
		ln z	1,48	1,50	1,57	1,68	1,82	2,46	3,04	3,09	∞			
	1,5	U_{tl}	208	207	204	200	195	182	177	173	168	162	153	
		ln z	1,46	1,49	1,53	1,61	1,71	2,01	2,34	2,59	3,03	4,61	∞	
	1	U_{tl}	209	208	206	203	200	191	187	184	180	175	168	160
		ln z	1,46		1,5	1,55	1,61	1,82	1,93		2,02	2,45	3,05	∞
180	1	U_{tl}	208	207	206	203	200	191	187	184	180			
		ln z	2,0	2,0	2,07	2,17	2,28	2,85	3,55	3,85	∞			
	0,8	U_{tl}	209	207	206	204	202	194	191	189	185	181		
		ln z	1,96	2,0	2,04	2,12	2,22	2,6	2,85	3,08	3,55	∞		
	0,6	U_{tl}	209	209	207	206	204	198	195	194	191	187	183	
		ln z	1,96	1,96	2,02	2,07	2,13	2,4	2,53	2,65	2,85	3,2	4,21	
200	1	U_{tl}	208	208	206	203	200							
		ln z	3,26	3,26	3,54	4,02	∞							
	0,8	U_{tl}	209	208	207	204	202	194						
		ln z	3,14	3,26	3,4	3,95	4,6	∞						
	0,6	U_{tl}	209	209	208	206	204	198						
		ln z	3,14	3,14	3,26	3,54	3,95	∞						

Berechnung des Meßgliedes

Den Ausgangspunkt bildet die Formel für die Berechnung der Dauer einer mittels Glimmlampen erzeugten Kippschwingung

$$T = R_l \cdot C \cdot \ln \frac{U_0 - U_l}{U_0 - U_z} + R_g \cdot C \cdot \ln \frac{U_z}{U_l}. \qquad (1)$$

Hierin bedeuten
R_l = Ladewiderstand,
U_0 = Speisespannung,
U_z = Zündspannung der Glimmlampe,
U_l = Löschspannung der Glimmlampe,
R_g = Summe aller im Entladestromkreis liegenden Widerstände,
C = Ladekondensator.

Diese Formel gilt für den zeitlichen Ablauf von Glimmlampenkippschwingungen, die durch eine Anordnung gem. Abb. 2 hervorgerufen sind. Der erste Ausdruck in (1) gibt die Zeit T_1, die zur Aufladung des Kondensators bis zur Zündspannung notwendig ist, während der zweite Ausdruck die Zeit T_2 darstellt, die für die Entladung des Kondensators über die gezündete Glimmlampe benötigt wird. $T = T_1 + T_2$ ist demnach die Zeitdauer einer vollen Kippschwingung (Abb. 3). Für die Berechnung des Meßgliedes des Ü.-Ger. interessiert nur der erste Ausdruck

$$T_1 = R_l \cdot C \cdot \ln \frac{U_0 - U_l}{U_0 - U_z} \qquad (1\,a)$$

und dabei nur die Zeitspanne von 0 bis t aus Abb. 3. Da hier noch keine Zündung war und U_l daher nicht in Ansatz gebracht zu werden braucht, ergibt sich t zu

$$t = R_l \cdot C \cdot \ln \frac{U_0}{U_0 - U_z}. \qquad (1\,b)$$

Dieser Ausdruck liefert bei $R_{is} = \infty$ die Zeit t, die zur Aufladung eines ungeladenen Kondensators bis zur Zündspannung U_z notwendig ist. Der Einfluß eines

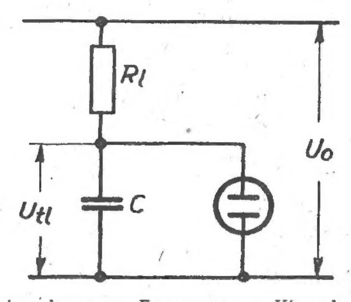


Abb. 2. Anordnung zur Erzeugung von Kippschwingungen mittels Glimmlampen

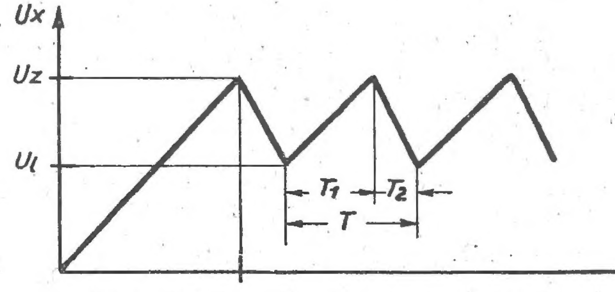


Abb. 3. Verlauf von Kippschwingungen nach Abb. 2

endlichen Isolationswiderstandes R_{is} auf t läßt sich nun am einfachsten damit erfassen, daß man lediglich die zur Aufladung des Kondensators zur Verfügung stehende Teilspannung U_{tl} betrachtet.
(1 b) wird dann zu

$$t = R_l \cdot C \cdot \ln \frac{U_{tl}}{U_{tl} - U_z}, \qquad (2)$$

wobei $U_{tl} = \dfrac{U_0 \cdot R_{is}}{R_l + R_{is}}$ beträgt.

Tabelle 2
Ansprechempfindlichkeiten bei verschiedenen U_z, R_l und t. Prüfspannung N_0 = 210 V

Glimmlampe	R_l M	Ansprechempfindlichkeiten in Megohm für 1,5 km DM-Ader	70 km DM-Ader
U_z = 160 V	2	6—7	t = 20 s ~ 30
	1,5	4—5	t = 10 s > 150
			t = 14 s 50—30
	1	3,2—4	t = 10 s 10—20
U_z = 180 V	1	6—8	t = 10 s > 150
			t = 12,5 s 50—30
	0,8	5—6	t = 10 s 50—30
	0,6	4—5	t = 10 s 8— 6
U_z = 200 V	1	20—30	t = 10 s ≫ 150
			t = 20 s 100—50
			t = 22 s 50—30
	0,8	10—20	t = 10 s ≫ 150
			t = 16 s 100—50
			t = 17 s 50—30
	0,6	10—20	t = 10 s ≫ 150
			t = 11,5 s 100—50
			t = 12 s 50—30

Mit dieser Formel wurde die Wertetabelle 1 ermittelt. (Zur Vereinfachung wurde der Ausdruck $\ln \frac{U_{tl}}{U_{tl} - U_z}$ in der Wertetabelle mit ln z bezeichnet.)

Von den zur näheren Berechnung der Prüfdauer und der Ansprechempfindlichkeit erforderlichen Größen ist zunächst nur die Kabelkapazität C gegeben. Sie ist in der Praxis sehr unterschiedlich und beträgt im Durchschnitt bei DM-Kabeln 80 nF/km und bei sternverseilten Kabeln 100 nF/km. Für eine 1,5 km lange DM-Kabeldoppelader ergeben sich demnach ~ 0,1 μF und für eine 70 km lange DM-Kabeldoppelader ~ 6 μF.

Weiterhin wurde U_0 mit 210 V entsprechend der geregelten Anodenspannung der Verstärkerämter (genau 212 V) und der Isolationsmeßspannung an den Leitungsprüfern der Verstärkerämter gewählt. U_z hängt von der zur Verwendung kommenden Glimmlampe ab. Bei dem beschriebenen Gerät wurde eine solche mit U_z = 160 V (St 150/15) verwendet.

Werden nun z. B. R_l mit 2 Megohm und die Prüfdauer mit 20 s gewählt, so ergeben sich folgende Ansprechempfindlichkeiten:

a) 1,5 km langes DM-Kabel $C = \sim 0{,}1\,\mu F$,

$$R_l \cdot C = 2 \cdot 10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} = 0{,}2.$$

Da t nicht größer als 20 s sein soll, darf daher hier $\ln \frac{U_{tl}}{U_{tl} - U_z}$ nicht größer als 100 werden. Nach der Wertetabelle liegt der Wert für $\ln \frac{U_{tl}}{U_{tl} - U_z}$ (= ln z) = 100 bei U_z = 160 V zwischen 6 und 7 Megohm. Bei einem derartigen Kabel würde also bei ~ 6 Megohm Alarm ausgelöst werden. (Bei genauer Berechnung 6,4 Megohm.)

b) 70 km langes DM-Kabel (Verstärkerfeldlänge)

$$C = \sim 6\,\mu F,$$

$$R_l \cdot C = 2 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 12.$$

Bei t = 20 s kann also der Wert für $\ln \frac{U_{tl}}{U_{tl} - U_z}$ nicht größer als 1,66 sein. Hier darf mithin R_{is} nicht weniger als ~ 30 Megohm betragen, weil sonst in der vorgegebenen Zeit von 20 s die Zündspannung der Glimmlampe nicht erreicht würde und Alarm einträte.

Bei U_z = 160 V, U_0 = 210 V und R_l = 2 Megohm liegt demnach die Ansprechempfindlichkeit für alle praktisch vorkommenden Kabellängen zwischen 6 und 30 Megohm und dürfte somit den durchschnittlichen Betriebserfordernissen entsprechen. Im vorliegenden Falle wurde daher diese Anordnung gewählt. Die Erscheinung, daß die Ansprechempfindlichkeit mit zunehmender Kabellänge wächst, wird in der Praxis im allgemeinen nur willkommen sein.

Man kann naturgemäß durch Verwendung anderer Glimmlampen (U_z), Ladewiderstände (R_l) und Prüfdauern (t) die Grenzen für die Ansprechempfindlichkeiten ziemlich weitgehend verändern und damit Sonderfällen entsprechen. Eine Übersicht hierzu bietet die nebenstehende Tabelle 2, in der die einzelnen Fälle zur Veranschaulichung gegenübergestellt sind. Wegen der Toleranzen der Zündspannungen und Widerstände sind die Werte in runden Größen angegeben worden.

Ausführung und Wirkungsweise des Ü-Ger. (Abb. 4).

Über zwei Arme eines 35 tlg. Schrittschaltwerkes werden die Kabeladern für den Zeitraum der Prüfdauer mit dem aus Ladewiderstand R_l und Glimmlampe bestehendem Meßteil symmetrisch über zwei Widerstände von je 5 kΩ verbunden. Mit diesen Widerstandswerten werden einmal die Meßanschlüsse an die Betriebsadern h o c h o h m i g angelegt und zum anderen Knackstörungen durch die Glimmlampenentladungen vermieden. Über den Ladewiderstand R_l wird die durch die Kabeldoppelader mit Erde gebildete Kapazität aufgeladen. Ist nach einer gewissen Zeit die Zündspannung der Glimmlampe erreicht, so entlädt sich das Kabel über die Glimmlampe hinab bis zur Löschspannung, worauf der Aufladevorgang von neuem beginnt. Der Entladestromstoß durchfließt die I-Wicklung eines gepolten Tel-Relais (hier T. Bv. 4/308) und legt den Anker aus der Zeichenlage in die Trennlage um. Der von dem nachfolgend beschriebenen Impulsschalter kommende nächste Stromstoß verläuft nun über den Anker des Tel-Relais, a^{II} Kontakt und Kraftmagnet Km des Schrittschaltwerkes zur Erde und bewirkt das Weiterschalten auf den nächsten Schritt. Das bei Beendigung des Fortschaltestromstoßes in der Km-Wicklung zusammenbrechende Feld erzeugt in Km eine hohe Induktionsspannung, welche über den 1,5 kΩ-Widerstand (R_1) die II-Wicklung des Tel-Relais kurzzeitig zum Ansprechen bringt und damit den Anker in die Zeichenlage zurücklegt. R_1 (1,5 kΩ) und C_2 (2 μF) bilden eine Verzögerungsschaltung, die ein sofortiges Ansprechen des Tel-Rel. bei Beginn des Fortschaltestromstoßes verhindert. Da der Anker des Tel-Rel. stets in nicht strombelastetem Zustande umgelegt wird, treten weder Kontaktabbrand noch Rf-Störungen auf. Wenn nun infolge zu geringem Isolationswiderstandes der Kabelader die Zündspannung der Glimmlampe

innerhalb der festgelegten Prüfdauer nicht erreicht wird, bleibt der Tel-Rel.-Anker in der Zeichenlage. Der nächste Impulsstromstoß läßt daher das A-Relais ansprechen, das mit seinem a^{III}-Kontakt den Alarmwecker in Tätigkeit setzt. A hält sich über a^{I}, während a^{II} den Stromkreis des Km auftrennt. Mit a^{III} wird der Alarmwecker Al.-W eingeschaltet. Der Alarmwecker kann mit der Schalterstellung „Al.-W aus" ausgeschaltet werden, dafür wird dann über einen zweiten Schalterkontakt eine Kontrollampe als Aufmerksamkeitslampe eingeschaltet.

Über den dritten Arm des Schrittschaltwerkes werden die Überwachungslampen betätigt, die in einem Lampenfeld mit Kabelbezeichnungen vereinigt sind.

nungsgemäß, wenn innerhalb der doppelten Prüfdauer Alarm ausgelöst wird. Nach der Prüfung ist mit dem Schalter „Anlassen" neu anzulassen. Weiterhin kann durch kurzzeitiges Drücken der Taste P_1 das Schrittschaltwerk von Hand aus weitergeschaltet werden. Es bietet sich hierdurch die Möglichkeit, schnell auf einen bestimmten Schritt (Kabelader) durchzuschalten.

Zu erwähnen ist ferner noch, daß das Ü-Ger. eine geprüfte Kabelader nach Weiterschaltung im aufgeladenen Zustand zurückläßt. Die Kabelladung fließt in der Zwischenzeit bis zur nächsten Prüfung (hier 700 Sekunden) über den Isolationswiderstand des Kabels langsam zur Erde ab.

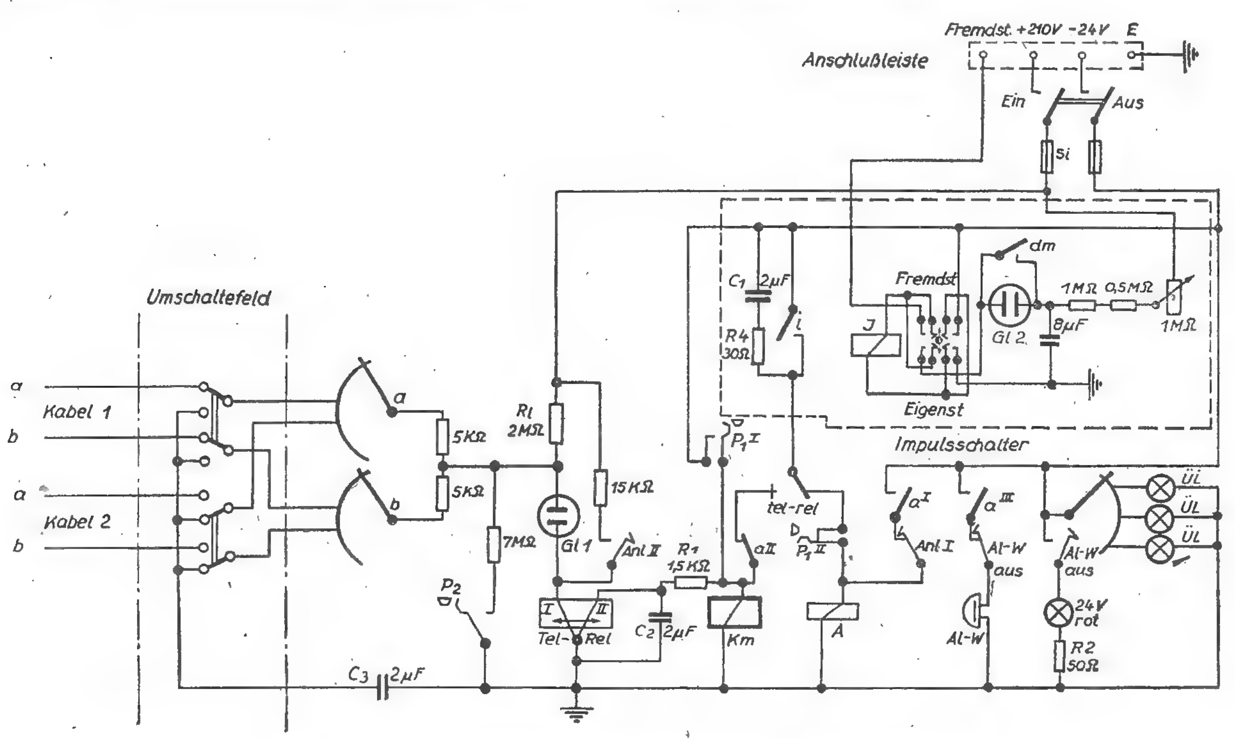


Abb. 4. Gesamtstromlauf des Kabelüberwachungsgerätes (ohne Netzanschlußteil)

Eine als gestört erkannte Kabelader ist vom Ü-Ger. abzuschalten. Da ein leerer Schritt wegen der fehlenden Kabelkapazität ebenfalls Alarm und Stehenbleiben des Schrittschaltwerkes bewirken würde, müssen alle unbelegten Schritte mit einer Ersatzkapazität C_3 (2 μF) beschaltet werden, die aber für alle Leerschritte nur einmal gemeinsam vorhanden ist.

Nach Signalisierung und Abschaltung der gestörten Kabelader muß das stehengebliebene Schrittschaltwerk wieder in Gang gesetzt werden. Dazu wird durch einen Kippschalter mit dem Anl^{I}-Kontakt das sich selbst haltende A-Relais zum Abfallen gebracht und über Anl^{II} die Ladespannung unter Zwischenschaltung des 15 kΩ-Widerstandes an die I-Wicklung des Tel-Rel. gelegt, wodurch dessen Kontakt in die Trennlage gebracht wird und den nächsten Stromstoß des Impulsschalters an den Km des Schrittschaltwerks weiterleitet.

Die Schalterkontakte Al.-W aus, Anl I und Anl II sind in einem Schalter mit 3 Stellungen vereinigt. Zur Prüfung des Gerätes wird mit der Prüftaste P_2 ein Widerstand von 7 Megohm parallel zur Kabel- bzw. Ersatzkapazität geschaltet. Das Ü-Ger. arbeitet ord-

Impulsschalter

Das Weiterschalten des Schrittschaltwerkes wird durch die Stromstöße eines Impulsschalters bewirkt. Die Verwendung des 10-Sek.-Schalters eines Wählamtes dürfte sich nur in einfachen Fällen empfehlen, weil hier die Prüfdauer auch bei Verwendung von Speicherrelais nicht veränderlich genug sein wird. Das Gerät kann auf Eigen- oder Fremdsteuerung geschaltet werden. Als Impulsschalter arbeitet ein empfindliches Relais J (hier Tel-Rel. Bv 4/176, das sonst als I-Relais in Trägerfrequenzendsätzen ME 8 verwendet wird) in Verbindung mit einem RC-Glied und einer Glimmlampe (hier St. 150/1) (Abb. 4). Über die Ladewiderstände (1 MΩ, 0,5 MΩ und 1 MΩ-Potentiometer) wird der Kondensator 8 μF bis zur Zündspannung der Glimmlampe Gl 2 aufgeladen. Der über die gezündete Glimmlampe fließende Entladestromstoß betätigt das Relais J, dessen Kontakt i kurzzeitig Minus über den Umschaltekontakt des Tel-Rel. an den Kraftmagnet des Drehwählers legt. Mit dem dm-Kontakt (Kontakt am Anker des Drehwählers) wird während des Anziehens von Km die Glimmlampe Gl 2 überbrückt. Dadurch wird einmal die Löschspannungsgrenze der Glimm-

lampe unwirksam und hiermit die gesamte aufgespeicherte Elektrizitätsmenge für die Betätigung des J-Relais ausgenutzt und zum anderen wird hiermit nicht der Kippschwingungsverlauf zwischen Löschspannung und Zündspannung (T_1 in Abb. 3), sondern der vom Zeitnullpunkt bis zur Zündspannung (t in Abb. 3) benutzt. Durch diese Anordnung wird eine große zeitliche Genauigkeit der Prüfdauern erreicht. So beträgt z. B. die Zeitdifferenz bei einer Spannungsschwankung von 3 V nur 0,4 Sekunde.
Mit dem Potentiometer 1 MΩ im Impulsschalter kann die Ladespannung des 8 μF-Kondensators geregelt werden. Dadurch lassen sich die Impulszeiten, d. h. Prüfdauern t, innerhalb weiter Grenzen verändern und auf den verlangten Wert einstellen. C_1 und R_4 stellen eine Funkenlöschung für den i-Kontakt dar.

Stromversorgungsteil

Für das Ü-Ger. werden 210 V, die möglichst konstant zu halten sind, und 24 Volt benötigt, die in den Verstärkerämtern durch die geregelte Anodenspannung und die 24 V-Signalspannung zur Verfügung stehen.
Bei der Verwendung des Ü-Ger. an anderen Stellen müssen diese Spannungen einem kleinen Netzanschlußgerät entnommen werden (Abb. 5). Dieses Gerät liefert über einen Transformator und je einen Hoch- und

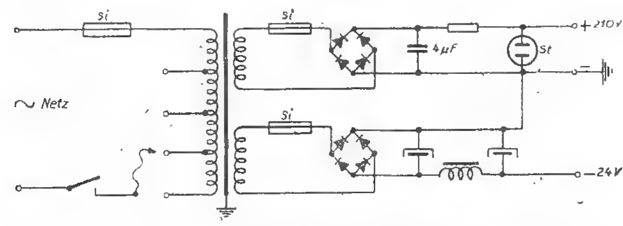


Abb. 5. Netzanschlußteil für Kabelüberwachungsgerät

Niederspannungsgleichrichter die erforderlichen Betriebsspannungen. Die 210 V-Spannung ist durch einen Glimmlichtstabilisator (St 280/40) konstant gehalten, während die 24 V-Spannung durch eine Siebkette aus einer niederohmigen Drossel und zwei Niedervoltelektrolytkondensatoren (etwa 200 μF) geglättet wird.

ringe Entladestromstöße liefern und das Tel-Rel. nicht sicher genug ansprechen lassen, empfiehlt es sich, bei kurzen Kabeln (unter 2,5 km) zwei Doppeladern des gleichen Kabels als gemeinsame Prüfader hinterein-

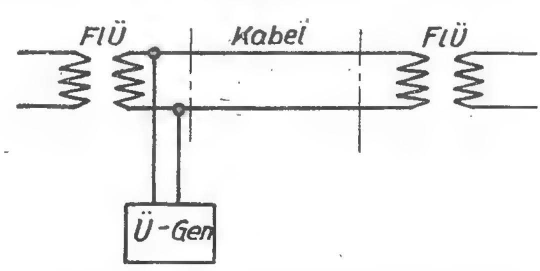


Abb. 6. Anschaltung des Kabelüberwachungsgerätes an Kabeldoppeladern

anderzuschalten oder die Anschaltung nach Abb. 7 vorzunehmen.
Die Prüfadern müssen, sofern sie beschaltet sind, an beiden Enden der zu überwachenden Kabelstrecke durch Fernleitungsübertrager abgeschlossen sein, damit

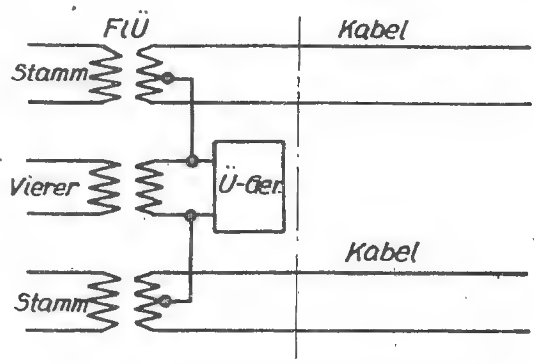


Abb. 7. Anschaltung des Kabelüberwachungsgerätes an Viererstromkreise

die Prüfstrecke tatsächlich auf die zu prüfende Kabelstrecke beschränkt bleibt. Weiterhin können solche Adern, auf denen betriebsmäßig mit Erde arbeitende Leitungen (z. B. Gleichstromtelegraphie- und Wählleitungen) liegen, selbstverständlich nicht als Prüfadern verwendet werden.

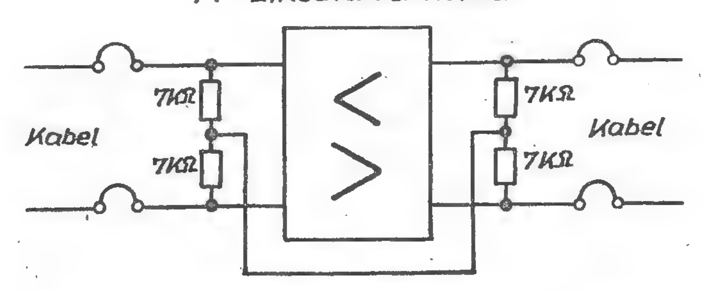


Abb. 8. Gleichstrommäßige Umgehung von TF-Zwischenverstärkern

Anschaltung der Prüfadern

Als Prüfadern kommen Fernsprechdoppeladern aus der Außenlage in Betracht, die mit gewöhnlichen Fernsprechleitungen belegt sein können. Kabeladern, die zur Vierer- oder Achterbildung ausgenutzt sind, sollen wegen der erhöhten Kabelkapazität im allgemeinen nicht oder nur bei kurzen Kabeln herangezogen werden. Die Anschaltung des Ü-Ger. wird nach Abb. 6 oder 7 vorgenommen. Da zu kleine Kabelkapazitäten zu ge-

Als Sonderfall sei noch auf die Überwachung der TF-Kabel verwiesen, weil durch die TF-Zwischenverstärker die fortlaufende Prüfung gleichstrommäßig zunächst nur für einen verhältnismäßig kurzen FK-Abschnitt von 25—30 km beschränkt ist. Nach Abb. 8 lassen sich aber die TF-Zwischenverstärker in leichter Weise durch Widerstandsbrücken gleichstrommäßig umgehen, so daß dann zwei hintereinanderliegende TF-Kabelstrecken überwacht werden können. Da der Wider-

stand der Umgehungswiderstände von 14 kΩ sehr groß gegenüber dem Kabel-Wellenwiderstand von 150 Ohm bei den TF-Frequenzen ist, wird durch diese Anordnung eine Beeinträchtigung der TF-Pegel praktisch nicht hervorgerufen.

Die Bemessung der Prüfdauer richtet sich nach der längsten aufgeschalteten Kabelstrecke und ist durch Berechnung sowie durch Zeit- und Isolationsmessungen zu bestimmen.

Technische Daten

1. Strombedarf (bei Batteriebetrieb):
   a) 210 V (etwa 1 mA). Die Spannung ist auf etwa ± 0,5 % konstant zu halten.
   b) 24 V (in den Spitzen — im Augenblick des Weiterschaltens — etwa 1,3 A) ± 10 %.
2. Leistungsaufnahme bei Netzbetrieb: ~ 10 Watt.
3. Kabelprüfspannung: max. 160 V. Prüfstrom auf dem Kabel bei vollem Erdschluß in unmittelbarer Nähe = kleiner als 1 mA.

Zusammenfassung

Es wurde dargestellt, daß bei gegebenem Ladewiderstand und -spannung die für die Aufladung einer Kabelader benötigte Zeit nicht allein durch die Zeitkonstante des aus Ladewiderstand und Kabelkapazität gebildeten RC-Gliedes, sondern fast ausschließlich durch die Größe des der Kabelkapazität parallelen Isolationswiderstandes bestimmt wird. Diese Folgerung führte zur Entwicklung einer Kabelprüfeinrichtung, die sich anderen bekanntgewordenen ähnlichen Arten gegenüber durch äußerste Sparsamkeit im Materialaufwand und Stromverbrauch sowie durch einfache Bedienung und keinerlei Wartung auszeichnet und somit einen allgemeinen Einsatz zuläßt.
Die dadurch gegebene Möglichkeit zum frühzeitigen Erkennen von schleichenden Kabelfehlern gestattet es, rechtzeitig vorbereitende Maßnahmen zur Fehlerbeseitigung zu ergreifen. Es dürfte hiermit auch eine wertvolle Ergänzung des Fernkabelmeßdienstes darstellen. Das Gerät, dessen zunächst beschränkte Einführung durch das PFZ bereits entschieden wurde, ist bei Abfassung des Aufsatzes 9 Monate beim Verstärkeramt Minden zur Überwachung von 45 Kabeln (Fk-, TF-, FlK- und OFK-Kabel) in Betrieb und hat sich in dieser Zeit sehr gut bewährt.

Die Ionosphäre über Mitteldeutschland im April 1949

Monatsmittelwerte aus Messungen des Instituts für Ionosphärenforschung in der Max-Planck-Gesellschaft, Lindau üb. North./Han.

Besondere Ereignisse im April 1949: Im April vollzieht sich der Übergang vom „Wintertypus" der Ionosphäre (hohe Mittagsgrenzfrequenzen der F_2-Schicht, keine F_1-Schicht) zum Sommertypus (niedere Mittagsgrenzfrequenzen der F_2-Schicht, tagsüber von der F_2-Schicht getrennte F_1-Schicht). Der Übergang vollzieht sich dabei nicht kontinuierlich, es folgen vielmehr Tage mit Winter- oder Sommerverlauf mehr oder weniger regellos aufeinander.
Eine schwächere Störung trat in den Morgen- und Abendstunden des 5. 4. 49 auf. Die Mittagswerte waren ziemlich normal. Ein kräftiger Sturm begann in der Nacht vom 7. auf 8. 4. und hielt bis in die Abendstunden des 9. 4. an. Die Mittagswerte lagen etwa 20 % unter normal. In der Nacht vom 8. auf 9. 4. sank die Grenzfrequenz auf 2,2 MHz gegenüber 6,2 MHz normal ab. Eine schwächere Störung wurde in der Nacht vom 10. auf 11. beobachtet mit einer minimalen Grenzfrequenz von 4,6 MHz gegenüber 6,0 MHz normal. Weitere schwächere Störungen traten in den Vormittagsstunden des 13., in der Nacht vom 13. auf 14. und in den Morgenstunden des 27. 4. auf.

Mittlere Werte für Monat April 1949
E_1: normale E-Schicht, E_s: abn. E-Schicht, F_2: F_2-Schicht.
F_2^o: ord. Komponente der F_2-Schicht, F_2^x: a. o. Komponente der F_2-Schicht.

Dieminger

Die Beeinträchtigung der Verständlichkeit durch Rauschen bei Dezimeter-Verbindungen

Von **Ernst Dietrich,** Mannheim

Mit 8 Abbildungen

DK 621.3.029.63

Die Dm-Verbindungen weisen gegenüber den sonstigen Fernsprechverbindungen bei dem augenblicklichen Stande der Technik ein gewisses Rauschen auf, auf dessen Verminderung bzw. vollkommene Beseitigung fast sämtliche Bemühungen der Fortentwicklung auf dem Gebiete der Dm-Technik hinzielen. Es unterliegt wohl keinem Zweifel, daß es in nicht allzu weiter Zukunft gelingen wird, in dieser Hinsicht größere Fortschritte zu machen, zumal schon heute erfolgversprechende Möglichkeiten (z. B. Anwendung der Impulsmodulation, Erhöhung der Sendeleistung, Verminderung des kT-Wertes bei Empfängern, Erhöhung der Antennenbündelung und Entwicklung von Dm-Wellenverstärkern) sich in größerer Anzahl abzeichnen.

Zunächst muß man sich jedoch bei Dm-Verbindungen noch mit einem gewissen Rauschen abfinden. In den folgenden Ausführungen soll deshalb dargelegt werden, wie die Verständlichkeit durch das Rauschen beeinträchtigt wird und welche Folgerungen sich daraus für den praktischen Einsatz von Dm-Verbindungen ergeben.

1. Frequenzverlauf der Rauschspannungen

Bei dem störenden Geräusch handelt es sich infolge der geringen Empfangsfeldstärken in der Hauptsache um das thermische Rauschen, das durch einzelne Aufbauelemente des Empfängers bedingt ist. Alle übrigen Faktoren, die zu Geräuschspannungen Anlaß geben, wie z. B. Netzbrummen, atmosphärische Störungen usw., treten demgegenüber in den Hintergrund und können bei den z. Z. in Betrieb befindlichen Geräten vernachlässigt werden.

Da bei der Entstehung des thermischen Rauschens einzelne Frequenzen nicht bevorzugt werden, erstreckt sich das Rauschen über das gesamte Band. Bei Frequenzmodulation nimmt, wie die Abb. 1 an zwei Beispielen zeigt, das Rauschen in den höheren übertragenen Frequenzbändern zwar zu, so daß die Sprechkanäle, die sich der höheren Trägerfrequenzen bedienen, stärker gestört werden, jedoch kann man das Rauschen in dem Bereich eines einzelnen Sprechkanals als konstant ansehen. Kurve 3 in Abb. 1 zeigt, wie bei Amplitudenmodulation über den gesamten übertragenen Frequenzbereich der Rauschpegel konstant bleibt. In den Fällen, in denen die oberen Sprechkanäle den unteren gegenüber benachteiligt sind, kann man im übrigen durch geeignete Wahl des Sendepegels der einzelnen TF-Kanäle erreichen, daß sich auf sämtlichen Kanälen etwa gleiche Rauschwerte ergeben. Bei den Geräten, bei denen der Rauschpegel mit der Frequenz zu stark anwächst, z. B. Kurve 1 in Abb. 1, wäre es allerdings unzweckmäßig, den obersten Kanal mit etwa 0,8 N höherem Sendepegel herauszugeben als den untersten; denn, um bei der begrenzten Senderleistung eine Übersteuerung zu vermeiden, darf man einen bestimmten Höchstwert des Summenpegels nicht überschreiten. Man müßte also, um in allen Kanälen gleiche Rauschwerte zu erhalten, für die unteren Kanäle den Sendepegel entsprechend herabsetzen. Durch diese Maßnahme würde man aber die unteren Kanäle hinsichtlich des Rauschabstandes verschlechtern, was bei den heute erreichbaren Rauschwerten noch nicht zu empfehlen ist.

2. Das Rauschen bei Zusammenschaltung mehrerer Teilstrecken

Der Charakter des Rauschens ändert sich auch nicht, wenn eine Dm-Verbindung aus mehreren Teilstrecken besteht. Nur nimmt das Rauschen entsprechend zu. Maßgebend für die Verständlichkeit ist jedoch nicht

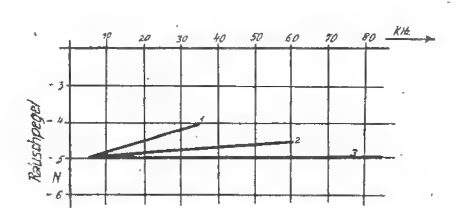


Abb. 1. Rauschpegel in Abhängigkeit von der Frequenz [Kurve 1: Michaelgerät (Frequenzmodulation), Kurve 2: Rudolf-Gerät (Frequenzmodulation), Kurve 3: Krabbe-Gerät (Amplituden-Modulation)]

die Rauschspannung an sich, sondern der „Rauschabstand" d. h. das Verhältnis von Signalspannung zu Rauschspannung $\frac{U_s}{U_r}$.

Die Formel, die für die Abnahme des Rauschabstandes bei Zusammenschalten von mehreren Dm-Strecken von F. Schröter [1] angegeben wird, führt hier zu keinem befriedigenden Ergebnis, da sich offenbar die Rauschamplituden nicht so summieren, wie in der Ableitung vorausgesetzt ist. Man kommt vielmehr, wie Messungen an bestehenden Strecken bestätigt haben, zu einer guten Übereinstimmung mit der Praxis, wenn man bei der Summenbildung die Quadrate der Einzelrauschspannungen addiert.

Sind U_{r_1}, U_{r_2}, U_{r_3} ... die Rauschspannungen der einzelnen Teilstrecken und $U_{r_{ges}}$ die Rauschspannung der Gesamtstrecke, so erhält man unter obiger Voraussetzung die Gleichung:

$$U_{r_{ges}} = \sqrt{U_{r_1}^2 + U_{r_2}^2 + U_{r_3}^2 \ldots} \tag{1}$$

Zweckmäßig ist es, den Rauschabstand in N auszudrücken, da dadurch die Verhältnisse klarer und übersichtlicher werden.

Damit wird also der Rauschabstand

$$a = \ln \frac{U_s}{U_r} \, (\text{N}). \tag{2}$$

Ein Verhältnis Signalspannung zu Rauschspannung von 100 : 1 ergibt demnach einen Rauschabstand von 4,6 N. Am Ausgang der Dm-Strecke, die z. B. auf 0,6 N Restdämpfung eingepegelt ist, beträgt bei 4,6 N Rauschabstand der Rauschpegel — 0,6 — 4,6 = — 5,2 N.

Wenn an einer Stelle der Verbindung der Nutzpegel bekannt ist, kann bei der Angabe in N aus der Rauschmessung allein, wenn ein in N geeichtes Meßgerät verwendet wird, in sehr einfacher Weise der Rauschabstand ermittelt werden.

Für eine Strecke, die sich aus mehreren Teilstrecken zusammensetzt, errechnet sich unter Voraussetzung der Gleichung (1) der Rauschabstand (a_{ges}) der Gesamtstrecke aus den Rauschabständen (a_1, a_2, a_3 usw.) der Teilstrecken, wie folgt:

Es ist

$$a_{ges} = \ln \frac{U_s}{U_{r_{ges}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{U_{s_2}^2}{U_{r_{ges}}^2}$$

$$= \frac{1}{2} \ln \frac{U_s^2}{U_{r_1}^2 + U_{r_2}^2 + U_{r_3}^2 \ldots}, \qquad (3)$$

$$a_{ges} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{e^{-2a_1} + e^{-2a_2} + e^{-2a_3} \ldots} \qquad (4)$$

Die Zusammenschaltung von 28 Teilstrecken ergab z. B. rechnerisch einen Rauschabstand von 2,61 N, während 2,8 N gemessen wurden. Die Abweichung von 0,19 N fällt nicht ins Gewicht, wenn man bedenkt, daß während der Messung der Rauschpegel und der Nutzempfangspegel ohnehin in geringen Grenzen schwanken und auch die Meßgenauigkeit nur etwa ± 0,1 N beträgt.

Weichen die Rauschspannungen der einzelnen Teilstrecken merklich voneinander ab, so ist der Rauschabstand der Gesamtstrecke, wie am besten aus Gleichung (3) zu ersehen ist, hauptsächlich durch die höchste Rauschspannung bedingt, da im Nenner die Summe der Quadrate der einzelnen Rauschspannungen enthalten ist. Der Anteil der niedrigen Rauschspannungen fällt also kaum ins Gewicht. Man kann demnach die Gesamtstrecke nur verbessern, wenn man die Teilstrecke, die den geringsten Rauschabstand aufweist, verbessert. Erst wenn alle Teilstrecken etwa gleich sind, hat es Zweck, auch an die Verbesserung der übrigen Teilstrecken heranzugehen. Dies sei zur Gewinnung eines besseren Überblicks an einem praktischen Beispiel noch näher untersucht. Es sei an einer aus 4 Teilstrecken bestehenden Dm-Strecke:

$a_1 = 3{,}3$ N, $a_2 = 3{,}7$ N, $a_3 = 4{,}2$ N, $a_4 = 4{,}9$ N.

Dann ergibt sich aus der Gleichung (4)

$$a_{ges} = 3{,}05 \text{ N}.$$

Eine Verbesserung der Teilstrecke 1 von 3,3 N auf 4,2 N bringt für die Gesamtstrecke eine Verbesserung von 3,05 N auf 3,4 N. Eine Verbesserung der Teilstrecke 3 von 4,2 N auf 5,1 N (also ebenfalls um 0,9 N) würde dagegen den Rauschabstand der Gesamtstrecke nur von 3,05 N auf 3,09 N erhöhen, und sich somit also praktisch gar nicht auswirken.

Die Gleichung (4) vereinfacht sich, wenn der Rauschabstand a der einzelnen Teilstrecken gleich ist. Es ist dann

$$a_{ges} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{n \cdot e^{-2a}} = \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2a}}{n} = a - \frac{1}{2} \ln n. \qquad (5)$$

Der Rauschabstand der Gesamtstrecke ist also um den Betrag $\frac{1}{2} \ln n$, der für verschiedene Werte n der Tabelle entnommen werden kann, kleiner als der Rauschabstand einer einzelnen Teilstrecke. Eine Strecke, die z. B. aus 4 Teilstrecken mit je 4 N Rauschabstand besteht, hat demnach einen Rauschabstand von

$$4 - 0{,}69 = 3{,}31 \text{ N}.$$

Man ersieht aus der Tabelle auch, daß bei Strecken, die bereits aus mehreren Teilstrecken gleichen Rauschabstands bestehen, das Zuschalten weiterer Teilstrecken nur eine geringe Abnahme des Rauschabstandes zur Folge hat.

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	25	50	100
$\frac{1}{2} \ln n$	0	0,35	0,55	0,69	0,80	0,90	0,97	1,04	1,10	1,15	1,35	1,61	1,96	2,30

3. Einfluß der Frequenzbandbreite auf die Verständlichkeit bei merklichem Rauschen

Da das Rauschen über das ganze übertragene Band etwa gleichmäßig verteilt ist, erhält man bei Verwendung von Trägerfrequenz-Geräten mit geringer Bandbreite je Sprechkanal (z. B. TFb-System mit 1,6 kHz Bandbreite) eine geringere Rauschspannung als bei Systemen mit breiterem Frequenzband (z. B. ME 8 mit 2,3 kHz). Der Vorteil des geringeren Rauschens läßt hier jedoch keine größere Verständlichkeit erwarten, da bei Sprachbändern unter 2,3 kHz Bandbreite an sich die Verständlichkeit schon merklich abnimmt. Andererseits dürfte eine Verbreiterung des Sprachbandes auf 3,4 kHz, wie sie für internationalen Verkehr vorgesehen ist, bei den Rauschwerten, mit denen heute im Dm-Funk noch gerechnet werden muß, ebenfalls keine Vorteile bringen. Eine Zunahme der Verständlichkeit, die nämlich durch diese Verbreiterung angestrebt wird, ist kaum zu erwarten, weil der Energieinhalt der Sprache oberhalb 2,5 kHz nur sehr gering ist und in diesem oberen Bereich die aus der Sprachenergie stammenden Spannungsanteile durch das Rauschen mehr oder weniger überdeckt werden. TF-Geräte mit etwa 2,3 kHz Bandbreite sind daher z. Z. bei Dm-Verbindungen noch am zweckmäßigsten.

4. Verständlichkeit in Abhängigkeit vom Rauschabstand

Es wäre an sich notwendig gewesen, die bekannten Silbenverständlichkeitsmessungen, die s. Z. die Grundlage für die Festlegung der verschiedensten Übertragungsbedingungen bildeten, erneut mit gleichmäßig über das Frequenzband verteiltem Rauschen bei den im Dm-Betrieb vorkommenden Rauschabständen nochmals vorzunehmen. Da jedoch hierfür die früher verwendeten Apparaturen, sowie die eingearbeiteten Meßtrupps, die zu derartigen Messungen erforderlich sind, nicht zur Verfügung stehen, wurden für die weiteren Betrachtungen bereits vorhandene Unterlagen zugrunde gelegt, in denen die Beeinträchtigung der Verständlichkeit durch Geräusche allgemein behandelt ist und die auch hier durchaus zu brauchbaren Ergebnissen führen.

Die Verständlichkeit in Abhängigkeit vom Rauschabstand kann man nämlich in einfachster Weise aus der Abb. 2 ermitteln, die dem Aufsatz „Verständlich-

keit und Geräusche" von K. O. Schmidt [2] aus dem Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1941/42 entnommen ist. Diese darin gezeigten Kurven gehen auf Messungen zurück, die G. D. Michailow mit russischer Sprache angestellt hat. Das dabei zugrunde gelegte Geräusch war allerdings dem Energiegehalt der Sprache angepaßt, so daß sich mit gleichmäßig über das Frequenzband verteiltem Geräusch, wie es bei Dm-Verbindungen auftritt, die Werte noch etwas verschieben würden, was jedoch am Gesamtergebnis kaum etwas ändern dürfte. Die in derselben Arbeit

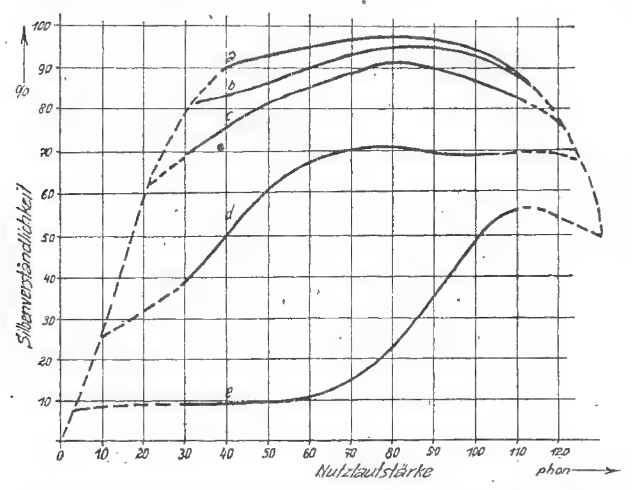


Abb. 2. Silbenverständlichkeit abhängig von der Lautstärke der Sprache bei verschiedenen Abständen vom Geräuschpegel

$\Delta\sigma$ Abstand vom Geräuschpegel

a) $\Delta\sigma = 40$ db c) $\Delta\sigma = 20$ db e) $\Delta\sigma = 5$ db
b) $\Delta\sigma = 30$ db d) $\Delta\sigma = 10$ db

enthaltenen Kurven von Fletcher, die mit englischer Sprache und gleichmäßig über das ganze Band verteiltem Geräusch aufgenommen wurden, zeigen die gleiche Tendenz wie die Kurven von Michailow. Es wurden für die weiteren Betrachtungen die Kurven von Michailow verwendet, da diese sich aus tatsächlichen Messungen bei verschiedenen Geräuschlautstärken ergaben, während bei den Kurven von Fletcher die jeweilige Silbenverständlichkeit bei verschiedenen Geräuschlautstärken durch Konstruktion, nämlich Verschieben der Schwellwertkurve, gefunden wurde.

Da sich bei 1,6—4,6 N Bezugsdämpfung (Werte, mit denen im Fernverkehr grundsätzlich zu rechnen ist) nach Angaben von K. Braun [3] Normalempfangslautstärken von 81 bis 55 phon ergeben, ist unter Verwendung der Kurven aus Abb. 2 in Abb. 3 die Silbenverständlichkeit in Abhängigkeit vom Rauschabstand gegenüber Sprachpegel für diese beiden Grenzwerte dargestellt. Es ist also je nach der Größe der Bezugsdämpfung mit Silbenverständlichkeitswerten zu rechnen, die zwischen diesen beiden Kurven liegen. Man sieht deutlich, wie bis zu 2 N Rauschabstand herab die Silbenverständlichkeit nur sehr wenig abnimmt und noch bei 1 N Rauschabstand eine Silbenverständlichkeit von 50—60 % vorhanden ist, was einer Satzverständlichkeit [2] von etwa 95 % entspricht. Unter 1 N Rauschabstand fällt die Silbenverständlichkeit jedoch so stark ab, daß der Betrieb bei diesen Werten praktisch unmöglich wird. Die Kurven von Michailow und von Fletcher führen alle bei 0 N Rauschabstand zu 0 % Silbenverständlichkeit, d. h. wenn Geräusch- und Nutzlautstärke gleich groß sind, ist keine Verständigung mehr möglich.

Die Verständlichkeitswerte, die man aus den Kurven der Abbildungen 2 und 3 erhält, lassen sich im praktischen Betrieb nicht ganz erreichen, da die Einbuße an Silbenverständlichkeit, die durch lineare und nichtlineare Verzerrungen sowie durch die aus wirtschaftlichen Gründen vorgenommene Begrenzung des übertragenen Frequenzbandes bedingt ist, darin nicht berücksichtigt wurde. Da dieser Umtand für die Folgerungen, die in den anschließenden Ausführungen aus diesen Kurven gezogen werden sollen, ohne Einfluß ist, wurde von einer nachträglichen Berücksichtigung obiger Faktoren abgesehen.

5. Rauschabstand und Leitungsdämpfung

Es ist nun noch zu untersuchen, mit welchen Rauschabständen beim Teilnehmer gerechnet werden muß, wenn eine Dm-Strecke als Fernleitung benutzt wird. Jederzeit feststellbar ist dabei im praktischen Betrieb nur der Rauschabstand auf der eigentlichen Dm-Strecke gegenüber Normalpegel, die z. B. wie eine Vierdrahtleitung mit 0,6 N Restdämpfung eingepegelt wird, wobei bekanntlich am Eingang mit einem Normalgenerator (1 mW) von 800 Hz gesendet wird. Der Rauschabstand gegenüber diesem Normalpegel ist dann, wie oben schon erwähnt, aus der Rauschmessung leicht zu ermitteln.

Bei der Rauschmessung müßten allerdings entsprechend den Kurven gleicher Lautstärke, die in Abb. 4 wiedergegeben sind, jeweils Filter vorgeschaltet werden, die die Geräuschspannungen je nach den zugeordneten Frequenzen dem Ohr entsprechend bewerten. Im DIN-Entwurf E 5045 sind die drei in Abb. 5 darge-

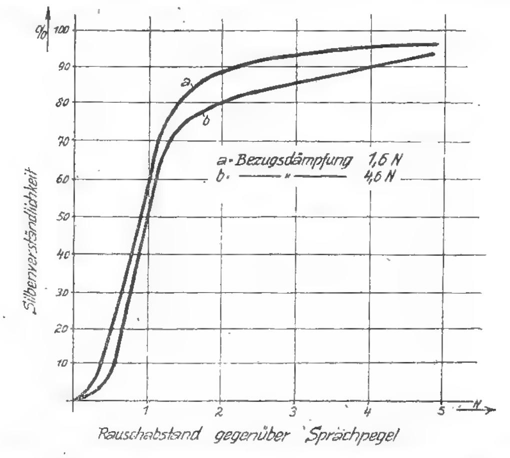


Abb. 3. Silbenverständlichkeit abhängig vom Rauschabstand

stellten Bewertungskurven angegeben, die die Frequenzkurven der Filter für 3 Bereiche als Mittelwert festlegen. Kurve 1 gilt für den Bereich 60—130 phon, Kurve 2 für 30—60 phon und Kurve 3 für Werte unter 30 phon. Im allgemeinen wird, wie unten noch gezeigt werden soll, am Ohr des Teilnehmers die Rauschlautstärke zwischen 30 und 60 phon liegen, so daß, um bei der Rauschmessung den Gehörkurven gerecht zu werden, das Filter 2 (entsprechend Kurve 2) anzuwenden wäre. Da die auf Dm-Strecken z. Z. verwendeten Trägerfrequenz-Geräte nur die Frequenzen zwischen 300 Hz (TFb sogar 400 Hz) und 2600/2700 Hz (TFb nur 2000 Hz) übertragen, ist, wie man aus der Abb. 5 schließen kann, der zu erwartende Fehler bei

der Rauschmessung ohne Filter nicht sehr groß; denn in diesem Bereich weicht die Kurve 2 (in Abb. 5) nur wenig von der Nullinie ab, und der Fehler, der durch Überbewertung der Rauschspannungen unter 1000 Hz entsteht, wird durch die Unterbewertung der Rauschspannung oberhalb 1000 Hz zum Teil wieder ausgeglichen.

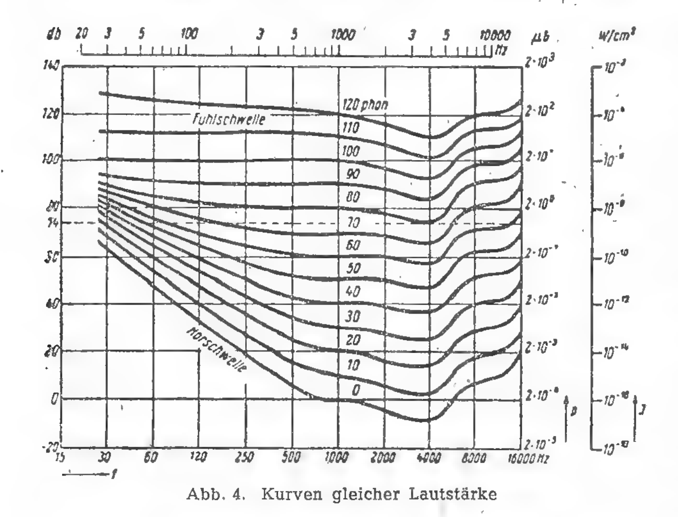


Abb. 4. Kurven gleicher Lautstärke

Für genauere Untersuchungen müßte man beim Teilnehmer auch die Charakteristik des Fernhörers sowie den Frequenzgang des Fernsprechapparates einschließlich Leitung zwischen Amt und Sprechstelle berücksichtigen.

Der durch diese Rauschmessung ermittelte Wert für den Rauschabstand bleibt bei einem Ferngespräch jedoch nur dann erhalten, wenn der Sprachpegel am Eingang der Dm-Verbindung die Höhe des Normalpegels, also 1 mW erreicht. Im praktischen Betrieb wird das nur sehr selten der Fall sein; denn es sind

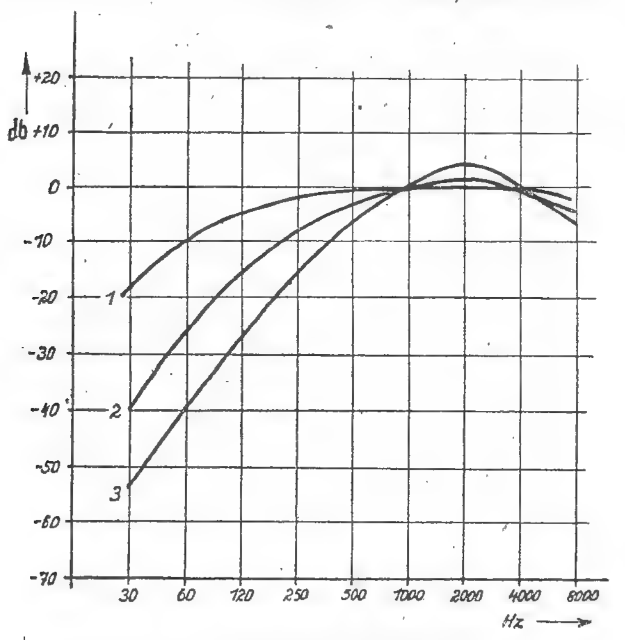


Abb. 5. Bewertungskurven der DIN-Richtlinien

neben der Dämpfung, mit der vom Teilnehmer bis zur Fernleitung zu rechnen ist, und die entsprechend dem allgemeinen Netzplan (vgl. Abb. 6) bis zu 1 N betragen kann, auch noch die Sendebezugsdämpfung des verwendeten Mikrophons, sowie die Speisestromverluste zu berücksichtigen. Ferner ist zu bedenken, daß die vom Mikrophon abgegebene Leistung nur in den Sprachspitzen etwa an 1 mW heranreicht, bei normaler Sprechweise aber im allgemeinen darunter liegt.

Man muß also am Eingang der Fernleitung mit einem Sprachpegel rechnen, der um etwa 2,5 N unter dem Normalpegel liegt, wobei die Verhältnisse, die sich bei Verwendung besonders schlechter Mikrophone ergeben, noch nicht einmal berücksichtigt sind.

50—60 % Silbenverständlichkeit erfordern z. B. entsprechend Abb. 3 einen Sprachpegel, der 1 N über dem Rauschpegel liegt, was unter obigen Voraussetzungen noch erfüllt ist, wenn der Rauschpegel um 3,5 N unter dem Normalpegel liegt. Bei 4 N Rauschabstand gegenüber Normalpegel (1,5 N gegenüber Sprachpegel) ergeben sich bereits 75—80 % Silbenverständlichkeit, was einer Satzverständlichkeit von 98—99 % entspricht. Die Verständlichkeit wird demnach, solange der Abstand zwischen Rausch- und Sprachpegel mehr als 1,5 N beträgt, durch das Rauschen nur wenig beeinträchtigt.

Da wir mit den heutigen Geräten Rauschabstände von über 4 N gegenüber Normalpegel (bei Einhaltung des allgemeinen Netzplanes also mindestens 1,5 N Abstand gegenüber Sprachpegel) erreichen, können also schon jetzt mit gutem Erfolg Dm-Verbindungen als Ergänzung des Fernleitungsnetzes eingesetzt werden.

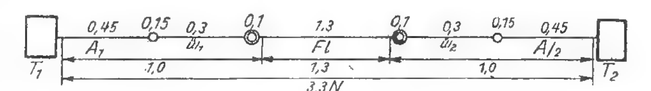


Abb. 6. Dämpfungsverteilung im Fernverkehr

Wie in diesem Zusammenhang ohne weiteres übersehen werden kann, ist die Einhaltung des Netzplanes, wie er in Abb. 6 dargestellt ist, unbedingt erforderlich, da sich sonst sehr leicht erheblich ungünstigere Verhältnisse von „Signal" zu „Rausch" ergeben und somit die Verständlichkeit stark abnimmt. So können z. B. Schwierigkeiten bei Durchgangsverbindungen auftreten, wenn entgegen den bestehenden Bestimmungen mehrere Fernleitungen unverstärkt miteinander verbunden werden, oder wenn man in Sondernetzen (z. B. im Dienstleitungsnetz) Dm-Strecken als Zubringerleitungen verwendet. Zur leichteren Übersicht ist in den Abb. 7 a und 7 b die Verteilung der Dämpfungen, wie sie sich dann in ungünstigen Fällen ergeben kann, besonders dargestellt.

In Beispiel a sind Dm-Strecke und Fernleitung im unverstärkten Durchgang miteinander verbunden. In der einen Richtung liegt der Sprachpegel am Eingang der Dm-Strecke um 3,4 N (nämlich entsprechend obiger Annahme 1,5 N + 1,9 N), in der anderen Richtung um 2,5 N (1,5 N + 1 N) unter Normalpegel. Bei 4 N Rauschabstand gegenüber Normalpegel erhält man demnach 0,6 N bzw. 1,5 N Rauschabstand gegenüber Sprachpegel, woraus sich entsprechend Abb. 3 für die eine Richtung eine Silbenverständlichkeit von etwa 8 % und in der anderen Richtung von etwa 73 % ergibt. Obgleich in beiden Richtungen die gleiche Gesamtdämpfung zugrunde gelegt ist, wird der Teilnehmer 1 noch gute Verständigung haben, während der Teilnehmer 2 dagegen den Teilnehmer 1 nur sehr schlecht verstehen kann.

Ganz ähnlich sind die Verhältnisse in Beispiel b, wo

sich bei 4 N Rauschabstand gegenüber Normalpegel für die Gesamtverbindung in der Richtung 1 —— 2 etwa 77 % Silbenverständlichkeit und in der Richtung 2 —— 1 nur etwa 1 % Silbenverständlichkeit ergeben. Trotz gleicher Dämpfung in beiden Richtungen ist wieder der eine Teilnehmer gut und der andere fast überhaupt nicht mehr zu verstehen. Für derartige Fälle wäre auf der Dm-Strecke ein Rauschabstand gegenüber Normalpegel von etwa 5—5,5 N notwendig, wie er bisher nur unter besonders günstigen Verhältnissen auf einzelnen Teilstrecken erreicht wird, jedoch von neueren Geräten durchaus allgemein verlangt werden kann.

Technisch besteht die Möglichkeit, zur Erhöhung des Rauschabstandes in dem betreffenden Sprechkanal den Sprachpegel vor dem Sender durch einen Ver-

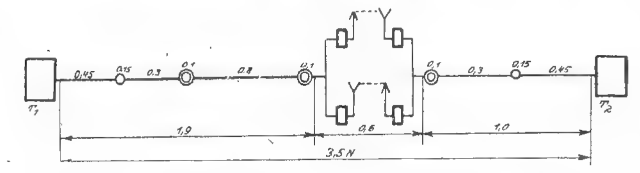


Abb. 7a. Dämpfungsverteilung bei Zusammenschaltung einer Fernleitung mit 0,8 N und einer Dm-Verbindung mit 0,6 N Dämpfung

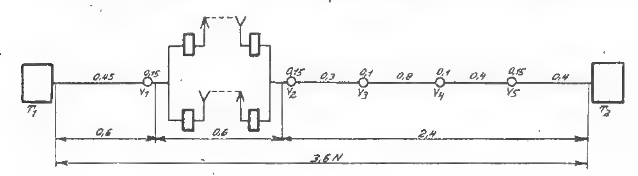


Abb. 7b. Beispiel einer Verbindung über mehrere Vermittlungen.

stärker zu heben und am Ende der Dm-Strecke noch innerhalb des Vierdrahtstromkreises aus Gründen der Stabilität in gleichem Maße wieder zu senken. Dieses Verfahren, das während des Krieges für besonders wichtige Verbindungen angewendet wurde, bringt jedoch betrieblich große Schwierigkeiten mit sich, da die zu wählenden Verstärkungen und Dämpfungen jeweils dem Aufbau der einzelnen Verbindung entsprechend angepaßt werden müssen. Den Gesamtpegel am Eingang des Dm-Senders zu heben, ist wegen der Gefahr der Übersteuerung des Senders nicht möglich, da bei Mehrkanalanlagen in den anderen Kanälen gleichzeitig mit höheren Sprachpegeln gerechnet werden muß.

Eine gewisse Abhilfe gegen die Übersteuerung kann, wie z. B. beim TF-Gerät MG 15, durch Amplitudenbegrenzer erzielt werden, die in jedem einzelnen Kanal in der Senderichtung eingefügt sind. Sprachspitzen, die sonst zur Übersteuerung Anlaß geben würden, werden dadurch abgeflacht. Man braucht also dann nicht mehr mit allzu hohen Spitzen zu rechnen und kann infolgedessen den Pegel aller Kanäle am Eingang des Dm-Senders etwas heben und erhält auf diese Weise für das gesamte TF-Band auf der Empfangsseite einen entsprechend höheren Rauschabstand.

6. Geräuschlautstärke infolge Raumgeräusch und Rauschlautstärke der DM-Strecke

Ganz ähnlichen Charakter wie das durch die Dm-Strecke verursachte Rauschen zeigt auch das Störgeräusch, das durch Raumgeräusch hervorgerufen wird. Beide sollen daher in folgendem lautstärkemäßig miteinander verglichen werden. Da in der Arbeit von K. O. Schmidt [2] die Raumgeräusche am Ohr des empfangenden Teilnehmers in phon angegeben sind, muß, um eine Vergleichsmöglichkeit zu haben, die Rauschlautstärke ebenfalls in phon ermittelt werden. Wie man aus Abb. 7 ersieht, ist von der Fernleitung, die hier eine Dm-Strecke sein soll, bis zum Teilnehmer mit maximal 1 N-Dämpfung zu rechnen. Nimmt man eine kurze Anschlußleitung und auch eine kurze Überweisungsleitung an, so ergibt sich etwa 0,5 N Dämpfung. Im allgemeinen wird die Dämpfung also zwischen diesen beiden Werten (0,5 und 1 N) liegen. Für die beiden extremen Fälle gibt Abb. 8 die beim Teilnehmer zu erwartende Rauschlautstärke in phon in Abhängigkeit vom Rauschpegel am Ausgang der Dm-Strecke wieder.

Ferner ist in Abb. 8 entsprechend den Angaben von K. O. Schmidt die bei einzelnen Raumgeräuschen zu erwartende Geräuschlautstärke in phon eingezeichnet. Man sieht, wie bei 4,5 N Rauschpegel am Ausgang der Dm-Strecke die Rauschlautstärke beim Teilnehmer etwa so groß ist wie die Geräuschlautstärke, die von einem 65 phon starken Raumgeräusch herrührt. 5,5 N Rauschpegel entsprechen etwa einem Raumgeräusch von 55 phon. Berücksichtigt man, daß die Addition von zwei Geräuschquellen gleicher Stärke nur eine geringe Erhöhung des Geräusches bringt (zwei zu gleicher Zeit ertönende Geräusche von je 80 phon ergeben z. B. eine Gesamtgeräuschlautstärke von 83 phon), so ergibt sich, daß bei 55 phon Raumgeräusch, einem Wert, mit dem man in vielen Fällen rechnen muß, der Teilnehmer durch die Dm-Strecke kaum noch eine Zunahme des Geräusches feststellen kann,

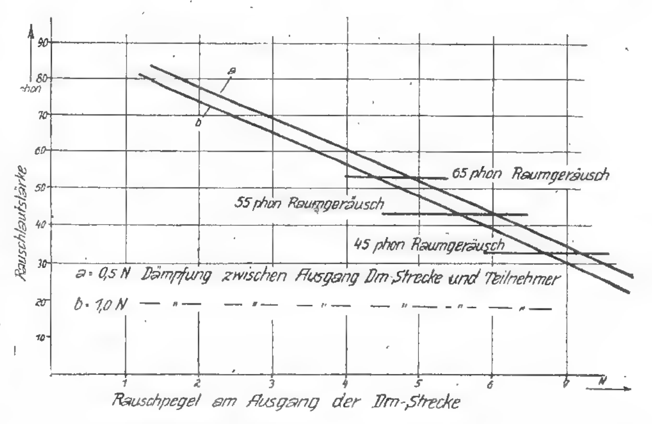


Abb. 8. Rauschlautstärke abhängig vom Rauschpegel der Dm-Strecke

sofern der Rauschpegel am Ausgang der Dm-Strecke etwa 5,5 N beträgt. Es sei an dieser Stelle noch bemerkt, daß das gleichmäßige Rauschen, wenn es auch mit dem Ohr deutlich wahrnehmbar ist, durchaus nicht so sehr störend empfunden wird wie z. B. Wählergeräusch oder Raumgeräusch von gleicher Lautstärke.

7. Betriebsbeobachtungen an Dm-Verbindungen

Wie oben dargelegt ist, ergeben Dm-Verbindungen mit 4—5 N Rauschabstand gegenüber Normalpegel eine brauchbare Verständlichkeit, wenn die sonst im Fernsprechbetrieb vorgeschriebene Planungsdämpfung eingehalten wird. Dies deckt sich auch durchaus mit den Erfahrungen, die an bestehenden Dm-Strecken seit langem gemacht wurden. Ein großer Teil der Gespräche zeigt wenig oder gar keine Rückfragen. Es sei auch erwähnt, daß während des Krieges Gespräche

von Kreta bis Helsinki geführt wurden, wobei an beiden Enden je eine Dm-Strecke (die im Süden sogar aus drei Teilstrecken bestehend) mit beteiligt war. Nur in den Fällen, in denen Verbindungen abweichend von dem allgemeinen Netzplan unverstärkt über mehrere Vermittlungen hergestellt werden, ergeben sich, wie in obigen Ausführungen nachgewiesen wurde, teilweise Schwierigkeiten, die jedoch zu einem gewissen Grade auch bei reinen Drahtverbindungen zu erwarten wären. Nur wird bei reinen Drahtverbindungen, wenn nicht gerade Wählergeräusch, Raumgeräusch, Nebensprechen usw. hinzukommen, im allgemeinen trotz erhöhter Dämpfung die Verständlichkeit noch ausreichend sein, da 6,0 N Bezugsdämpfung noch immer 37 % Silbenverständlichkeit und damit 90 % Satzverständlichkeit ergeben, während eigentlich für die Bezugsdämpfung im Höchstfalle nur 4,6 N zugelassen sind. Man hat hier also eine größere Reserve, so daß Abweichungen von dem allgemeinen Dämpfungsplan sich nicht so stark bemerkbar machen.

8. Zusammenfassung

In vorstehenden Ausführungen ist niedergelegt, daß die Sprachverständlichkeit durch das Rauschen, das bei der Übertragung mittels Dm-Strecken entsteht, im normalen Betrieb nur wenig beeinträchtigt wird. Es konnte gezeigt werden, daß die Dm-Verbindungen trotz des heute noch nicht ganz zu beseitigenden Rauschens doch schon ein brauchbares Glied in der Kette des elektrischen Nachrichtennetzes darstellen.

Schrifttumsnachweis

[1] F. Schröter: Vorrichtung für störfreie elektrische Fernübertragung. Archiv der elektrischen Übertragung. Band 1, Heft 1/2 und Heft 5/6, S. 259.
[2] K. O. Schmidt: Die Beeinträchtigung der Verständlichkeit im Fernsprechverkehr durch Geräusche. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1941/42.
[3] K. Braun: Die Empfangslautstärke beim Fernsprechen und ihre Einhaltung bei der Netzplanung. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1941/42.

Zeitschriftenlese

DK 551.591 : 621.3.029.62

Bestimmung von Erdschnitten zur Prüfung der optischen Sicht bei Ultrakurzwellenstrahlen.
Karl Kohler, ETZ Jahrg. 69 (1948), H. 9, S. 296.
Der Verfasser zeigt, wie bei der graphischen Bestimmung von Erdschnitten zur Prüfung der optischen Sicht wegen der zu wählenden Zeichenmaßstäbe in der Darstellung die Erdkugel die Gestalt einer Ellipse annimmt, und daß diese in dem in Frage kommenden Bereich mit großer Annäherung durch eine Parabel ersetzbar ist. Sodann gibt er ein Verfahren an, mit dessen Hilfe sehr leicht diese Parabel punktweise ermittelt werden kann. Am Schluß der Arbeit ist das Verfahren im einzelnen an einem Beispiel praktisch durchgeführt. Weniger Zeichenarbeit fällt jedoch an, wenn man die Parabel durch einen Kreisbogen ersetzt, wie dies in der Arbeit von E. Dietrich, „Die graphische Ermittlung optischer Sicht zur Planung von Dezimeter-Strecken", FTZ 1948, Heft 2/3, S. 33, angegeben ist. Auf das obige praktische Beispiel angewendet, ergibt sich dann maximal eine Abweichung von 2,8 %, was bei dem graphisch ermittelten Parabelbogen etwa auch der erreichbaren Zeichengenauigkeit entsprechen dürfte. Dietrich

DK 621.396.43

Drahtlose Fernsprechverbindung mit Vielfachausnützung auf der Strecke Festland—Insel Korsika (La Liaison Electrique Multiplex Continent-Corse). R. Rivière, L'Onde Electrique 28 (Juli 1948), S. 259—267 und 28 (Aug./Sept. 1948), S. 337—344.
Es wird eine mit Meterwellen arbeitende Richtverbindung zwischen der französischen Mittelmeerküste (Côte d'Azur) und der 205 km entfernten Insel Korsika beschrieben. Die beiden Endstellen Grasse (Festland) und Calenzona (Korsika) liegen 580 m bzw. 320 m über dem Meeresspiegel. Nach den Ergebnissen der Vorversuche wählte man mit Rücksicht auf die Ausbreitungsverhältnisse zur Überbrückung dieser verhältnismäßig großen Entfernung eine Wellenlänge von etwa 3 m. Diese Richtverbindung, die von der Societé Française Radioélectrique in Zusammenarbeit mit der französischen Hauptverwaltung für Post- und Fernmeldewesen (L'Administration Française de P. T. T.) entwickelt und gebaut wurde, arbeitet nach dem bekannten Trägerfrequenzsystem der Drahtnachrichtentechnik und besitzt 12 Sprachkanäle von je 3,4 kHz Breite in dem Frequenzband von 12 bis 60 kHz. Der HF-Träger mit einer Sollfrequenz von 97 MHz in Richtung Callenzona und 103 MHz in Richtung Grasse ist frequenzmoduliert; der Frequenzhub beträgt maximal ± 900 kHz.

Gerätebeschreibung: Der Sender besteht aus dem HF-Teil mit Oszillator und vier Frequenzverdoppler- und Verstärkerstufen, den Trägerfrequenzgeräten und dem spannungsstabilisierten Netzteil. Die von der Gegentaktverstärkerendstufe abgegebene HF-Leistung von etwa 100 W wird über das koaxiale Energiekabel mit beiderseits angeschlossenen Anpassungsgliedern zur Sendeantenne geleitet. Um den Grad der Anpassung des Wellenwiderstandes des koaxialen Kabels an den Eingangswiderstand der Antenne zu bestimmen, wurde ein einfaches Meßgerät entwickelt, in dem mit Hilfe eines Braunschen Rohres die Größe eines über die Speiseleitung geschickten und vom Antenneneingangswiderstand mehr oder weniger stark reflektierten Impulses gemessen wird. Die beiden Richtantennen für Sender und Empfänger — je fünf $\lambda/2$-Dipole vor einer ebenen Reflektorwand aus weitmaschigem Drahtnetz — sind wegen der großen Wellenlänge verhältnismäßig umfangreiche Gebilde.

Der Empfänger setzt sich aus folgenden Bauteilen zusammen: HF-Eingangsfilter, das die eigene Senderfrequenz sperrt und infolge seines begrenzten Durchlaßbereiches die Stör- und Rauschspannungen verkleinert; zweistufiger, abgestimmter HF-Verstärker; Überlagerer; vierstufiger ZF-Verstärker mit einer ZF von 33,6 MHz; Amplitudenbegrenzer; Diskriminator (Umwandlung der Frequenzmodulation in die entsprechende Amplitudenmodulation); HF-Demodulator und dreistufiger NF-Verstärker. Durch ausreichende Verstärkungsreserve und eine wirksame automatische Schwundregelung ist dafür gesorgt, daß die NF-Ausgangsspannung praktisch unabhängig von der Größe des Eingangssignals und damit unabhängig von den zufällig herrschenden Ausbreitungsverhältnissen ist.

Eine automatische Frequenznachstimmeinrichtung sorgt dafür, daß der Oszillator im Empfänger laufend so auf die Empfangsfrequenz abgestimmt wird, daß stets genau die Zwischenfrequenz von 33,6 MHz entsteht. Auf dem Leuchtschirm eines Braunschen Rohres kann die Frequenzabweichung messend verfolgt werden.

Die Erfahrungen mit dieser Meterwellenstrecke, die seit Oktober 1947 im Dauerbetrieb läuft, sind in jeder Hinsicht befriedigend, so daß die französische Postverwaltung die Verwendung ähnlicher Geräte, auch mit kürzeren Wellenlängen, in Aussicht genommen hat. Die Societé Française Radioélectrique hat bereits die ersten Erfahrungen an einer Verstärkerkette, bestehend aus drei Relaisstellen und den beiden Endstellen, gewonnen und befaßt sich eingehend mit der Entwicklung und Erprobung von Relaisverbindungen unter Verwendung von Dezimeter- und Zentimeterwellen. Meinke

Beiträge zur Technik dichter Normalfrequenzspektren

Von **Hans Joachim Griese**, Hannover

Mit 12 Abbildungen

DK 621.3.029 : 621.3.018

Übersicht

1. Begriffsbestimmung

Da unter einer Normalfrequenz eine Frequenz höherer Genauigkeit verstanden wird, auf die andere Frequenzen zu beziehen sind, so soll ein Normalfrequenzspektrum eine Vielzahl derartiger Normalfrequenzen bedeuten. Es handelt sich also hier ausschließlich um Linienspektren, wobei deren Einzelfrequenzen entweder unabhängig voneinander erzeugt, oder aber von einer oder einigen wenigen Grundfrequenzen abgeleitet sein können. Der letztere Fall ist der technisch wichtigere. Die Spektren werden meist durch Frequenzvervielfachung oder Frequenzteilung aus einer Normalfrequenz erzeugt oder durch Modulation mehrerer Normalfrequenzen miteinander gebildet.

Ein „dichtes" Normalfrequenzspektrum soll nun ein solches sein, dessen Komponenten frequenzmäßig so sehr benachbart sind, daß sie mit Hilfe einfacher elektrischer Kreise und Filter nicht ohne weiteres voneinander getrennt werden können und deshalb eine besondere Technik erforderlich ist, um mit diesen Spektren zu arbeiten.

Da bei elektrischen Siebschaltungen mit einem bestimmten Aufwand eine bestimmte relative Bandbreite nicht unterschritten werden kann, so ist auch für die Dichte eines Spektrums ein relatives Maß zu wählen. Bezeichnet die Frequenz f eine bestimmte Stelle des Spektrums und Δf den Frequenzabstand zweier Komponenten an dieser Stelle, so ist die Dichte des Spektrums: $D = \frac{f}{\Delta f}$.

Die Bedeutung dichter Normalfrequenzspektren ergibt sich aus der Tatsache, daß Normalfrequenzen höchster Genauigkeit nicht mit variablen elektrischen Oszillatoren, sondern nur mit mechanischen Schwingern, insbesondere mit Quarzen, als feste oder nahezu feste Frequenzen zu erzeugen sind. Mit Quarzen lassen sich heute Frequenzgenauigkeiten bis zu 10^{-8} ohne allzu großen technischen Aufwand erreichen. Das Ziel der vorliegenden Arbeit soll es deshalb sein, eine Reihe technischer Möglichkeiten aufzuzeigen, Normalfrequenzspektren an Stelle variabler Frequenzen hoher Genauigkeit zu verwenden.

2. Die Erzeugung dichter Normalfrequenzspektren

a) Erzeugung von Spektren mit Gleich- und Wechselspannungsimpulsen

Das einfachste Mittel zur Herstellung eines Frequenzspektrums aus einer einzelnen Frequenz ist die Frequenzvervielfachung. Wird eine sinusförmige Wechselspannung nichtlinear verzerrt, so läßt sich die entstandene Schwingungsform nach Fourier mathematisch und physikalisch in eine Summe unverzerrter sinusförmiger Wechselspannungen zerlegen, die alle ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz sind (Oberwellen). Die Amplituden dieses harmonischen Spektrums sind je nach Art der verzerrenden Kennlinie voneinander verschieden; im allgemeinen nehmen sie mit steigender Ordnungszahl der Teilfrequenzen ab.

Durch Wahl der Verzerrungskennlinie ist man grundsätzlich in der Lage, bestimmte Oberwellen mit ganz bestimmten gegenseitigen Amplitudenverhältnissen zu erzeugen. Die Schwierigkeiten wachsen jedoch mit steigender Ordnungszahl, und man strebt deshalb für dichte Frequenzspektren möglichst einfache Verzerrungsformen an, unter denen die periodischen Impulse eine besondere Bedeutung haben.

Die Abb. 1 zeigt in Teilbild a links den periodischen Rechteckstoß, der in angenäherter Form verhältnismäßig leicht aus einer Sinusschwingung erzeugt werden kann. Die Spannung des Stoßes ist mit U_{St}, die Periode mit T und die Dauer mit τ bezeichnet. Die harmonische Analyse nach Fourier

$$U = Ug + \sum_{k=0}^{k=\infty} \hat{U}_{k1} \sin k\omega t + \sum_{k=0}^{k=\infty} \hat{U}_{k2} \cos k\omega t \quad (1)$$

liefert für die Konstanten die Werte:

$$Ug = \frac{U_{St} \cdot \tau}{T}, \quad (2)$$

$$\hat{U}_{k1} = 0, \quad (3)$$

$$\hat{U}_{k2} = \frac{2\,U_{St}}{\Pi \cdot k} \cdot \sin k \cdot \Pi \cdot \frac{\tau}{T}, \quad (4)$$

worin Ug der Gleichspannungsanteil, $\hat{U}_{k1}$ und $\hat{U}_{k2}$ die Scheitelwerte der k-ten Teilfrequenz (k = 1, 2, 3 usw.) und $\omega = \frac{2\Pi}{T}$ ist.

Die Gleichung (4) läßt sich umschreiben in die Form

$$\hat{U}_{k2} = \frac{2\,U_{St}\cdot\tau}{T}\cdot\frac{\sin k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}{k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}. \qquad (5)$$

Nach Einsetzen in (1) ergibt sich:

$$U = \frac{U_{St}\cdot\tau}{T}\cdot\left(1+2\cdot\sum_{k=0}^{k=\infty}\frac{\sin k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}{k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}\cdot\cos k\cdot\omega\cdot t\right). \qquad (6)$$

Die Umhüllende des Spektrums, das in Abb. 1a rechts dargestellt ist, folgt der Funktion $\frac{\sin x}{x}$ und hat periodische Nullstellen bei den Frequenzen $\frac{1}{\tau}, \frac{2}{\tau}$, usw.

Setzt man $\tau = \frac{T}{2}$, so erhält man das Spektrum der symmetrischen Rechteckschwingung mit Nullstellen bei allen geradzahligen Teilfrequenzen und mit Amplituden, die proportional $\frac{1}{f}$ abnehmen.

Läßt man τ sehr klein werden, so liegt die erste Nullstelle bei sehr hohen Frequenzen. Genügend weit

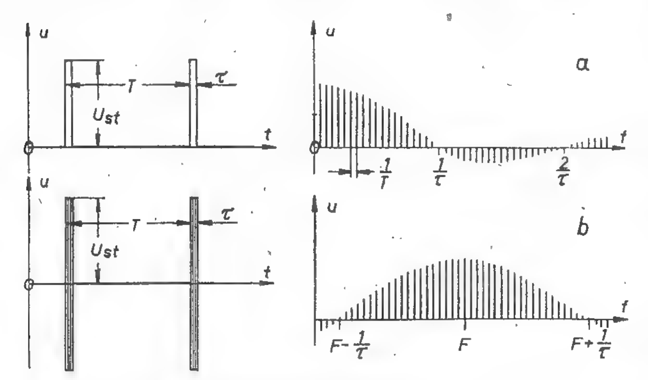


Abb. 1. Erzeugung von Frequenzspektren mit Gleich- und Wechselspannungsimpulsen

unterhalb dieser Nullstelle haben alle Komponenten annähernd die gleichen Amplituden.

Der Erzeugung hoher Oberwellen und damit sehr dichter Spektren ist schließlich dadurch eine Grenze gesetzt, daß ihre Amplituden zu klein werden. Die mittlere Energie des Rechteckstoßes ist:

$$N_{mittel} = U_{St}\cdot I_{St}\cdot\frac{\tau}{T},$$

während die momentane Energie $N_{momentan} = U_{St}\cdot J_{St}$ beträgt.

Zur Erzeugung des Rechteckstoßes dienen im allgemeinen Röhren, bei denen bestimmte Werte für U_{St} und J_{St} nicht überschritten werden können. Die Amplituden der Teilfrequenzen sind dann der Gleichung (5) für konstantes U_{St} unmittelbar zu entnehmen.

Werden spezielle Impulsröhren verwendet, so kann bis zu einer bestimmten Grenze die mittlere Leistung, die für die Erwärmung der Röhren maßgebend ist, als konstant angesehen werden, und die Spannung U_{St} oder der Strom J_{St} wächst dann mit abnehmendem τ.

An die Stelle des Rechteckstoßes können viele andere Impulsformen treten. Die harmonische Analyse ergibt dann andere Funktionen für die Umhüllenden der Spektren. Diese Dinge sind in der Literatur ausführlich behandelt, so daß sie hier nur gestreift zu werden brauchen [1, 2].

Wird das Verhältnis $\frac{\tau}{T}$ konstant gehalten, wobei τ in der Mitte der Impulse zu messen ist, so ändert sich mit der Impulsform im wesentlichen nur der Amplitudenverlauf des Spektrums oberhalb der ersten Nullstelle bei der Frequenz $\frac{1}{\tau}$. Man kann deshalb näherungsweise sagen, daß der Teil des Spektrums bis $\frac{1}{\tau}$ nur durch das Verhältnis $\frac{\tau}{T}$ und der Teil oberhalb $\frac{1}{\tau}$ nur durch die spezielle Form der Impulse selbst bestimmt wird.

Bei Dreiecksimpulsen treten im Spektrum keine negativen Amplituden auf, die Umhüllende berührt lediglich die Nullinie bei den Frequenzen $\frac{1}{\tau}, \frac{2}{\tau}$, usw.

Wird mit Hilfe eines Tiefpasses ein Teil des Spektrums oberhalb der Frequenz $\frac{1}{\tau}$ weggesiebt, so erhält man verschliffene, ungefähr glockenförmige Impulse, die infolge des geringen erforderlichen Frequenzbereiches für Übertragungszwecke besondere Bedeutung haben.

Gedämpfte Schwingungen weisen formantartige Spektren ohne periodische Schwankungen und Nullstellen auf. Im Grenzfall kann eine gedämpfte Schwingung auch die Form eines Impulses haben [3].

Zu den Spektren der periodischen Gleichspannungsimpulse ist noch zu bemerken, daß die Gleichspannungskomponente nicht durch Extrapolation der Umhüllenden des Spektrums bis zur Frequenz Null gefunden werden kann. Sie weist vielmehr, wie in Abb. 1 a gezeichnet, nur die Hälfte dieses Wertes auf.

Zur Erzeugung besonders dichter Spektren ist die Verwendung von Wechselspannungsimpulsen zweckmäßig. Der in Abb. 1 b dargestellte rechteckförmige Wechselspannungsstoß ist durch Modulation einer Wechselspannung der Frequenz F (Kreisfrequenz: $\Omega = 2\,\Pi\cdot F$) mit dem bereits behandelten rechteckförmigen Gleichspannungsstoß entstanden. Unter Weglassung eines Nullphasenwinkels läßt sich die Wechselspannung ansetzen: $U = \hat{U}\cdot\sin\Omega\,t$.

Darin ist der Scheitelwert $\hat{U}$ eine Funktion der Zeit und mit der Spannung $\hat{U}$ der Gleichung (6) identisch. Daraus ergibt sich:

$$U = \frac{U_{St}\cdot\tau}{T}\cdot\left(1+2\cdot\sum_{k=0}^{k=\infty}\frac{\sin k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}{k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}\cdot\cos k\,\omega\,t\right)\cdot\sin\Omega\,t. \qquad (7)$$

Nach trigonometrischer Umwandlung erhält man:

$$U = \frac{U_{St}\cdot\tau}{T}\cdot\left[\sin\Omega\,t + \sum_{k=0}^{k=\infty}\frac{\sin k\cdot\Pi\frac{\tau}{T}}{k\cdot\Pi\frac{\tau}{T}}\cdot\sin(\Omega+k\cdot\omega)\,t + \sum_{k=0}^{k=\infty}\frac{\sin k\cdot\Pi\frac{\tau}{T}}{k\cdot\Pi\cdot\frac{\tau}{T}}\cdot\sin(\Omega-k\,\omega)\,t\right]. \qquad (8)$$

Der erste Summand stellt den Träger mit der Frequenz Ω dar, die weiteren Summanden sind die einzelnen Seitenfrequenzen mit Frequenzabständen von ω, 2ω, 3ω usw. vom Träger. Die Amplituden der Seitenfrequenzen sind jeweils halb so groß wie die der Frequenzkomponenten des Gleichspannungsstoßes, die Umhüllende folgt der gleichen Funktion $\frac{\sin x}{x}$. Die Trägeramplitude nimmt hier keine Sonderstellung ein, jedoch ist dies ein Ausnahmefall. Mit der gleichen Modulationsschwingung kann nämlich der Träger auch in der Weise moduliert werden, daß er durch die Impulse kurzzeitig unterbrochen wird (vgl. Abschnitt 5 a). Es entstehen dann die gleichen Seitenbänder, nur hat der Träger einen um den Faktor $\left(\frac{T}{\tau}\right)^2$ größeren Wert.

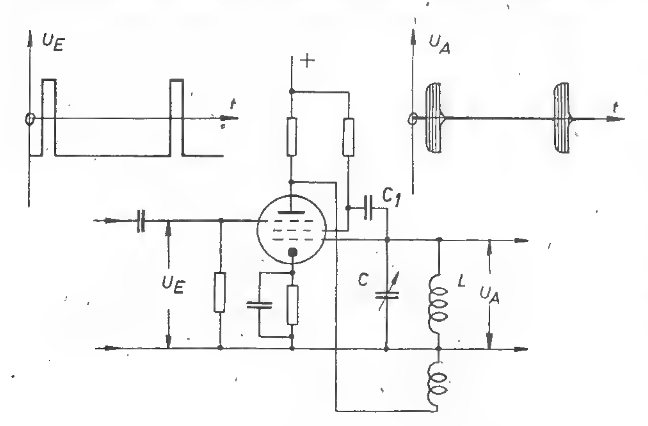


Abb. 2. Schaltung zur Frequenzvervielfachung

Um mit Wechselspannungsimpulsen ein Normalfrequenzspektrum zu erhalten, sind zwei konstante Frequenzen erforderlich, die Trägerfrequenz und die Impulsfrequenz. Am einfachsten ist es, beide Frequenzen mit Quarzoszillatoren unabhängig voneinander zu erzeugen. Man kann dann beide Frequenzen frei wählen, was u. U. von Vorteil ist. Die Komponenten des Spektrums haben in diesem Falle zwar gleiche Frequenzabstände voneinander, das Spektrum ist aber nicht harmonisch. Die Genauigkeit der tieferen Frequenz kann im allgemeinen geringer sein als die der höheren, so daß ihre Erzeugung mit einem besonderen Quarz nur geringen zusätzlichen Aufwand verursacht. Ein harmonisches Spektrum erhält man, wenn man eine der beiden Frequenzen von der anderen durch Frequenzteilung oder Frequenzvervielfachung ableitet. Da man mit Quarzgeneratoren bei höheren Frequenzen im allgemeinen auch höhere Genauigkeiten erzielt als bei tieferen, so ist die Frequenzteilung häufig zweckmäßiger als die Frequenzvervielfachung. Verwendet man zur Teilung synchronisierte, unsymmetrisch arbeitende Kippschaltungen, so können diese unmittelbar die zur Modulation erforderliche Stoßspannung liefern.

b) Besondere Schaltung zur Frequenzvervielfachung

Zur Erzeugung von Wechselspannungsimpulsen hat die Frequenzvervielfachung deshalb eine große Bedeutung, weil es auf eine sehr einfache Weise und mit einer einzigen Röhre gelingt, diese mit der Modulation zu kombinieren. Das Prinzip ist in Abb. 2 dargestellt. Eine impulsförmige Steuerspannung liegt am Bremsgitter der Röhre und gibt deren Anodenstrom nur kurzzeitig frei. Mit den übrigen Elektroden der Röhre ist eine Rückkopplungsschaltung gebildet, deren Schwingungen am Anfang eines Impulses einsetzen und nach seinem Ende wieder abklingen. Die steilen Flanken der Steuerimpulse wirken synchronisierend auf die sich erregenden Schwingungen, so daß letztere bei jedem Impuls immer wieder mit der gleichen Phase einsetzen. Infolgedessen ist das erzeugte Spektrum dieser Wechselspannungsimpulse rein harmonisch. Mit der Schaltung lassen sich sehr hohe Vervielfachungen und damit dichte Spektren erzielen. Durch Variation von C und L des Schwingungskreises kann die Lage des formantartigen Spektrums beliebig eingestellt werden. Die Verbindung des Steuergitters mit dem Schirmgitter über die Kapazität C_1 hat den Zweck, die Ausschwingzeit des Kreises zu verkürzen. Damit die Synchronisierung einwandfrei erfolgen kann, muß nämlich gewährleistet sein, daß die Schwingungen des vorhergegangenen Impulses völlig abgeklungen sind, bevor der neue einsetzt. Das Schirmgitter übernimmt bei negativem Bremsgitter den gesamten Emissionsstrom der Röhre und wirkt dann stark gegenkoppelnd und dämpfend, während es sich bei positivem Bremsgitter an der Steuerung des Anodenstroms beteiligt.

c) Modulation von Impulsen

Wird eine Folge von Gleich- oder Wechselspannungsimpulsen amplitudenmoduliert, so wird im Spektrum jede einzelne Komponente gleichartig moduliert. Die Modulation kann entweder dazu dienen, die Komponenten eines Spektrums zu kennzeichnen — beispielsweise sie in einem Empfänger ohne Schwebungszusatz hörbar zu machen — oder aber sie kann zur Erzeugung weiterer Komponenten im Spektrum herangezogen werden.

Die Abb. 3 zeigt im Teilbild a den Vorgang der Modulation. Die Impulsfolge mit der Periode T_1 ist mit

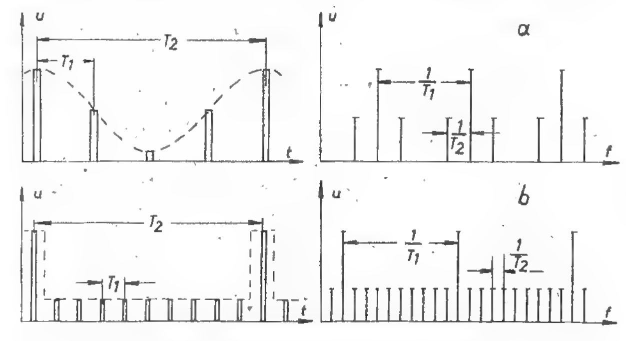
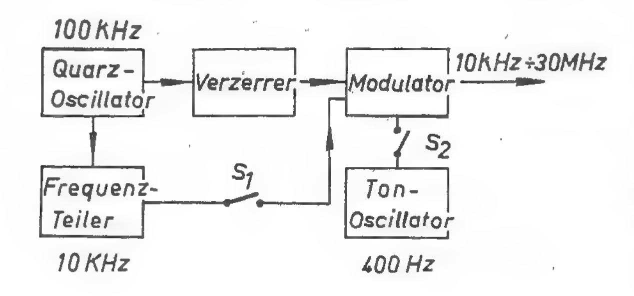


Abb. 3. Modulation von Impulsen

einer Sinusspannung der Periode T_2 annähernd hundertprozentig moduliert. Im Spektrum entstehen dann zu jeder Hauptkomponente symmetrisch zwei Seitenfrequenzen im Abstand $\frac{1}{T_2}$, die das Spektrum verdichten und für manche Zwecke Verwendung finden können.

Mit der Phasen- oder der Frequenzmodulation lassen sich noch zahlreichere Seitenfrequenzen erzeugen; sie führen jedoch zu ziemlich unübersichtlichen Spektren und sollen deshalb hier nicht weiter behandelt werden.

Besonders interessant ist jedoch die Modulation von Impulsen miteinander. Die Abb. 3 b zeigt einen solchen Fall. Die Impulsfolge der Periode T_1 wird mit einer



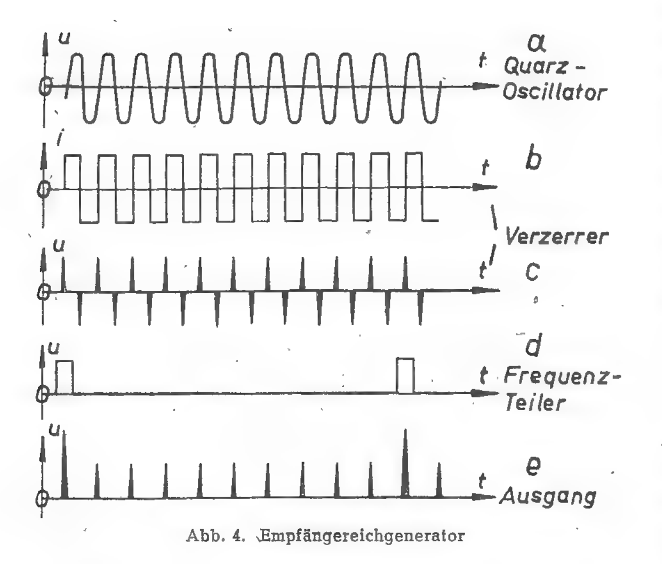


Abb. 4. Empfängereichgenerator

Impulsfolge der Periode T_2 moduliert. Beide Impulsfrequenzen sind miteinander synchronisiert und stehen zueinander im Verhältnis 10 : 1. Der Modulationsgrad liegt unter 100 %. Das Bild der Impulsfolge stellt einen dekadischen Zeitmaßstab dar. Das Spektrum hat in diesem Falle ein ganz entsprechendes Aussehen und kann als dekadischer Frequenzmaßstab Verwendung finden. Die wenigen Impulse großer Amplitude erzeugen das dichte Frequenzspektrum, während die schnell aufeinanderfolgenden Impulse kleiner Amplitude die Zehnerkomponenten im Spektrum liefern.

Wird die Impulsfolge der höheren Frequenz voll durchmoduliert, so bleiben nur die Impulse der Periode T_2 übrig, die im Vergleich zu ihren zeitlichen Abständen relativ sehr schmal sind. Die Modulation mehrerer Impulsfolgen miteinander ist deshalb ein Mittel zur Herstellung besonders schmaler Impulse mit sehr dichten Frequenzspektren.

3. Frequenzmessung mit Hilfe dichter Normalfrequenzspektren

a) Empfängereichgenerator

Zum Eichen von Empfängern werden vielfach die Oberwellen eines Normalfrequenzgenerators verwendet. Da wegen der hohen Empfindlichkeiten der Empfänger hierzu nur sehr kleine Spannungen erforderlich sind, so genügt meist schon der normale Oberwellengehalt eines Quarzgenerators, um bis zur zwanzigsten oder fünfzigsten Oberwelle messen zu können. Das in Abb. 4 als Blockschema dargestellte Gerät arbeitet mit einem besonders feinen dekadischen Frequenzmaßstab, der entsprechend genaue Eichungen ermöglicht.

Der Quarzgenerator liefert eine Frequenz von 100 kHz. Durch Übersteuerung entsteht im Verzerrer ein rechteckförmiger Anodenstrom entsprechend dem Diagramm b, der eine kleine Induktivität durchfließt. Die Spannung an der Induktivität ist $\frac{di}{dt}$ proportional und hat die Form einer Folge doppelseitiger scharfer Spitzen (Diagramm c).

Die Quarzfrequenz wird durch eine Kippschaltung mit einer Ausgangsspannung nach Diagramm d auf 10 kHz geteilt und moduliert dann im Modulator die Spitzenfolge. Im gleichen Modulator wird außerdem durch geeignete Wahl des Arbeitspunktes die eine Seite der Spitzenfolge unterdrückt, so daß als Ausgangsspannung des Gerätes die im Diagramm e dargestellte dekadische Spitzenfolge entsteht, die ein ebenfalls dekadisches Frequenzspektrum zur Folge hat. Alle 10 kHz steht eine Komponente kleinerer Amplitude, alle 100 kHz eine größere Amplitude zur Verfügung. Mit dem Schalter S_1 können die 10 kHz-Impulse abgeschaltet werden, um die Orientierung im Spektrum weiter zu erleichtern; es bleiben dann nur die Komponenten im 100 kHz-Abstand erhalten.

Da nicht alle Empfänger einen Schwebungsoszillator besitzen, mit dem man die Teilfrequenzen hörbar machen kann, so ist im Eichgenerator noch ein Tonfrequenzoszillator mit einer Frequenz von 400 Hz vorgesehen, der über den Schalter S_2 ebenfalls an die Modulationsstufe angeschlossen ist, und der alle Teilfrequenzen noch mit 400 Hz amplitudenmoduliert. Das Spektrum besitzt bis 30 MHz noch Komponenten mit ausreichender Amplitude. Die Frequenzgenauigkeit ist allein durch die Genauigkeit des Quarzoszillators bestimmt.

Da bei Kurzwellenempfängern meist die Ablesegenauigkeit der Skala und die Konstanz des Oszillators nicht ausreichend ist, um ohne weiteres auf den zu empfangenden Sender genau abstimmen zu können, so haben sich derartige Geräte auch als Einstellhilfe sehr zweckmäßig erwiesen. Insbesondere konnten hiermit auch Einseitenbandempfänger im voraus eingestellt werden. Wurden als Sendefrequenzen ebenfalls Vielfache von 10 kHz verwendet, so konnte man den Hilfsträger des Einseitenbandempfängers zunächst mit der betreffenden Teilfrequenz des Empfängereichgenerators synchronisieren, bis nach Inbetriebsetzung des Senders dessen Träger die Synchronisierung ohne weiteres übernahm. Das Gerät kann auch zur dauernden Stabilisierung des Hilfsträgers verwendet werden, wenn trägerlos arbeitende Sender zu empfangen sind.

b) Interpolationsfrequenzmesser

Der in Abb. 5 schematisch dargestellte Interpolationsfrequenzmesser arbeitet nach dem Schwebungsprinzip. Zur Erzeugung des Spektrums wird die Vervielfacherschaltung nach Abb. 2 verwendet. Der Quarzoszillator kann mit dem Schalter S_1 vom Verzerrer und Vervielfacher abgetrennt werden. Der Vervielfacher arbeitet in diesem Falle als gewöhnlicher Oszillator, dessen Frequenz durch C und L bestimmt wird.

Die Grobmessung der Frequenz f_x erfolgt nach Abb. 5 b dadurch, daß diese mit der im Vervielfacher bei abgeschaltetem Quarzoszillator erzeugten variablen Such-

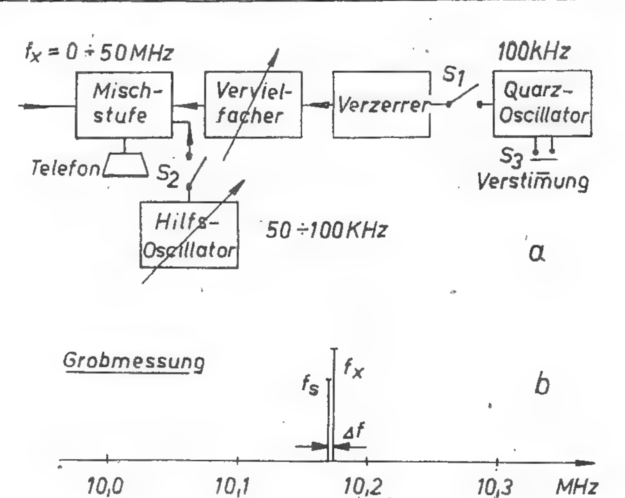
frequenz f_s in der Mischstufe moduliert wird, wobei die Differenzfrequenz Δf entsteht, die im Telefon hörbar ist. Nach Einstellung auf Schwebungslücke kann f_x an der Skala des Vervielfachers abgelesen werden. Der Vervielfacher ist variabel in sechs Bereichen von 100 kHz bis 50 MHz.

Zur Feinmessung werden die Schalter S_1 und S_2 geschlossen. Der Vervielfacher liefert jetzt statt der Eigenfrequenz seines Schwingungskreises ein Oberwellenspektrum der Quarzfrequenz von 100 kHz mit Komponenten größter Amplitude in der Nähe seiner Eigenfrequenz, die bereits durch die Grobmessung der Frequenz f_x angeglichen wurde. Um wieder variable Suchfrequenzen zu erhalten, wird das ganze Spektrum in der Mischstufe noch mit der Frequenz f_H des Hilfsoszillators moduliert. Jede Komponente des Spektrums erhält dadurch zwei symmetrische Seitenfrequenzen in den Abständen von f_H. Der Frequenzbereich des Hilfsoszillators muß gleich dem halben Abstand der Quarzoberwellen voneinander sein, also 50 kHz betragen. Da ein Bereich von 0 bis 50 kHz aber einen Schwebungssummer erfordern würde, wurde für den Hilfsoszillator ein Bereich von 50 bis 100 kHz gewählt, der mit einem Rückkopplungsoszillator ohne Umschaltung überstrichen werden kann. Die Abb. 5 c zeigt das Frequenzbild. Der Hilfsoszillator dient also zur Interpolation des Bereiches zwischen je zwei Komponenten des Quarzspektrums und besitzt zwei Feinmeßskalen, eine von 0 bis 50 kHz geeichte und eine gegensinnig verlaufende von 50 bis 100 kHz.

Auf welcher der beiden Skalen abzulesen ist, zeigt im allgemeinen die Grobskala des Vervielfachers an. Zweifel können jedoch entstehen, wenn die unbekannte Frequenz f_x ganz in der Nähe einer Quarzfrequenz oder nahe der Mitte zwischen zweien liegt. In diesen Fällen reicht die Genauigkeit der Grobmessung nicht aus, um die Doppeldeutigkeit des Meßergebnisses zu beseitigen. Der Quarzoszillator ist deshalb mit einer Verstimmungsmöglichkeit versehen. Durch Schließen des Schalters S_3 wird die Quarzfrequenz um einen geringen Betrag in bekannter Richtung gezogen. Aus der Änderungsrichtung des Schwebungstones im Telefon kann dann leicht entschieden werden, auf welcher der beiden Skalen des Feinmessers die gesuchte Frequenz f_x abzulesen ist.

Die Messung von Frequenzen unter 100 kHz erfolgt in ganz entsprechender Weise. Der Vervielfacher wird auf 100 kHz gestellt und liefert dann einfach die Quarzfrequenz. Durch die Modulation mit der Frequenz des Hilfsoszillators entsteht eine Suchfrequenz von 0 bis 50 kHz. Der Bereich von 50 bis 100 kHz wird vom Hilfsoszillator selbst überstrichen.

Die Genauigkeit des Frequenzzeigers wird für tiefere Frequenzen durch die Genauigkeit des Hilfsoszillators begrenzt. Da er keine Umschaltung benötigt und in einem recht günstigen Frequenzbereich arbeitet, so ist für ihn eine Genauigkeit von 10^{-4} nicht zu hoch angesetzt. Allerdings ist dann zur Sicherstellung einer entsprechenden Ablesegenauigkeit auch eine genügend große Skala vorzusehen. Für höhere Frequenzen kann die Genauigkeit des Quarzoszillators maßgebend werden. Bei 10 MHz geht beispielsweise die relative Genauigkeit des Hilfsoszillators nur zu $1/100$ in die Genauigkeit des Frequenzmessers ein. Der Quarz-



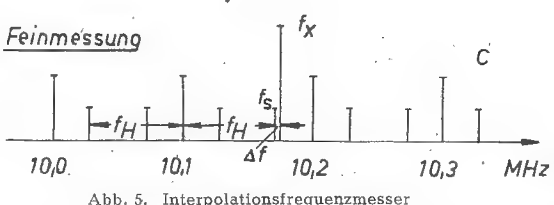


Abb. 5. Interpolationsfrequenzmesser

oszillator soll deshalb eine Genauigkeit von etwa 10^{-6} haben. Die Gesamtgenauigkeit des Frequenzmessers liegt dann je nach Höhe der zu messenden Frequenz zwischen 10^{-4} und 10^{-6}.

c) Direkt zeigender Frequenzmesser

Die Wirkungsweise des Frequenzmessers nach Abb. 6 ist der des Interpolationsfrequenzmessers in mancher Beziehung ähnlich. Zur Anzeige der Schwebungsfrequenz dient jedoch ein Frequenzzeiger.

Die Grobmessung erfolgt in Stellung I des Schalters S. Der Quarzoszillator ist in diesem Falle wiederum abgetrennt, und der Vervielfacher wird als freier Oszillator verwendet.

Zur Feinmessung wird der Schalter S zunächst auf Stellung II geschaltet. Es wird dann ein Normalfrequenzspektrum mit Frequenzabständen von 100 kHz erzeugt, das in Abb. 6 b dargestellt ist. Die zu messende Frequenz f_x läßt in der Mischstufe mit den Komponenten des Normalfrequenzspektrums eine Reihe von Differenzfrequenzen Δf_1, Δf_2 usw. entstehen. Die tiefste dieser Differenzfrequenzen wird durch den Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 50 kHz ausgesiebt und von dem Frequenzzeiger angezeigt.

Liegt f_x in der Mitte zwischen zwei Normalfrequenzen, so ist der Tiefpaß nicht mehr in der Lage, die beiden Differenzfrequenzen Δf_1 und Δf_2 voneinander zu trennen, und der Frequenzzeiger würde einen falschen Wert anzeigen. Um das zu vermeiden, wird dann der Schalter S auf Stellung III geschaltet und ein zweites Normalfrequenzspektrum nach Teilbild c der Abb. 6 mit Frequenzabständen von 200 kHz zur Messung benutzt. Zur Erzeugung dieses zweiten Spektrums wird zweckmäßig kein zweiter Quarz verwendet, sondern es wird lediglich im Anodenkreis des Quarzoszillators die erste Oberwelle der Quarzschwingung ausgesiebt. Soll auch die Mehrdeutigkeit noch beseitigt werden, die auftritt, wenn die Frequenz f_x ganz in der Nähe

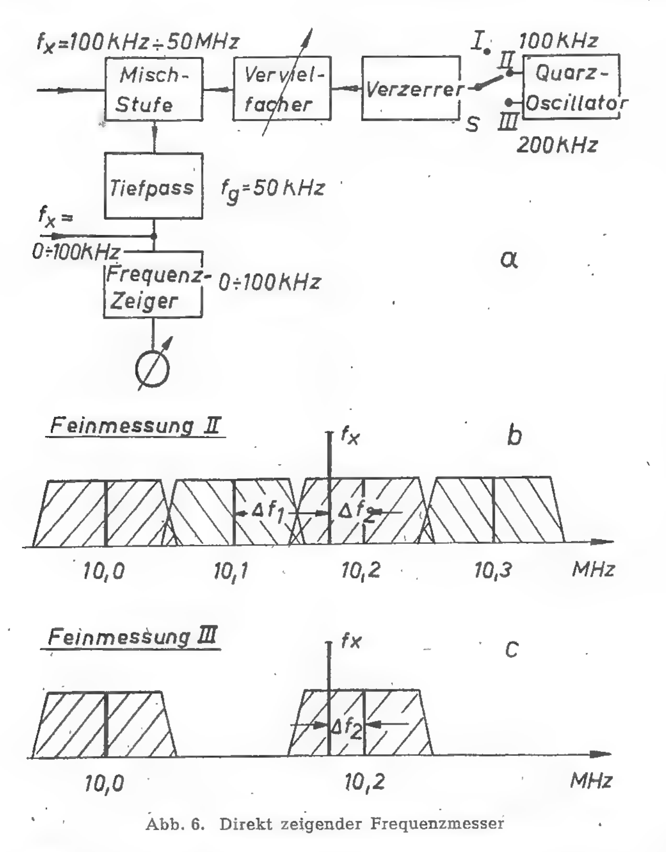


Abb. 6. Direkt zeigender Frequenzmesser

einer Normalfrequenz liegt, so ist auch die Verstimmungsmöglichkeit des Quarzoszillators wie beim Interpolationsmeßsender vorzusehen.

Zur Messung von Frequenzen unter 100 kHz wird der Frequenzzeiger unter Umgehung des Tiefpasses direkt verwendet.

Die Genauigkeit des Frequenzmessers ist je nach Größe der gemessenen Differenzfrequenz verschieden. Frequenzzeiger lassen sich bisher nur mit relativen Genauigkeiten von etwa 10^{-2} herstellen. Liegt die zu messende Frequenz in der Mitte zwischen zwei Normalfrequenzen, so ist bei 10 MHz die Gesamtgenauigkeit des Frequenzmessers nur $0{,}5 \cdot 10^{-4}$. Liegt f_x dagegen nahe einer Normalfrequenz, so wird die Genauigkeit schließlich nur noch durch die Genauigkeit des Quarzoszillators bestimmt. Da direkt zeigende Frequenzmesser hauptsächlich zur Anzeige und Registrierung der Frequenzschwankungen von Oszillatoren, Sendern usw. benutzt werden, ist es meistens möglich, hohe Meßgenauigkeiten zu erreichen, da man die zu messenden Frequenzen in diesen Fällen nahe an eine der Normalfrequenzen legen kann.

4. Stabilisierung von Frequenzen mit Hilfe von Normalfrequenzspektren

a) Stabilisierung mit Frequenzzeiger

Der durch das Anzeigeinstrument des Frequenzzeigers — der in Abb. 6 dargestellten Anordnung — fließende Strom kann dazu dienen, einen freien Oszillator nachzustimmen und so in einem Normalfrequenzspektrum stabilisieren. Das Schema einer derartigen Anordnung ist in Abb. 7 dargestellt.

Die Frequenz des Oszillators f_0 wird in der Mischstufe mit einem Normalfrequenzspektrum verglichen,

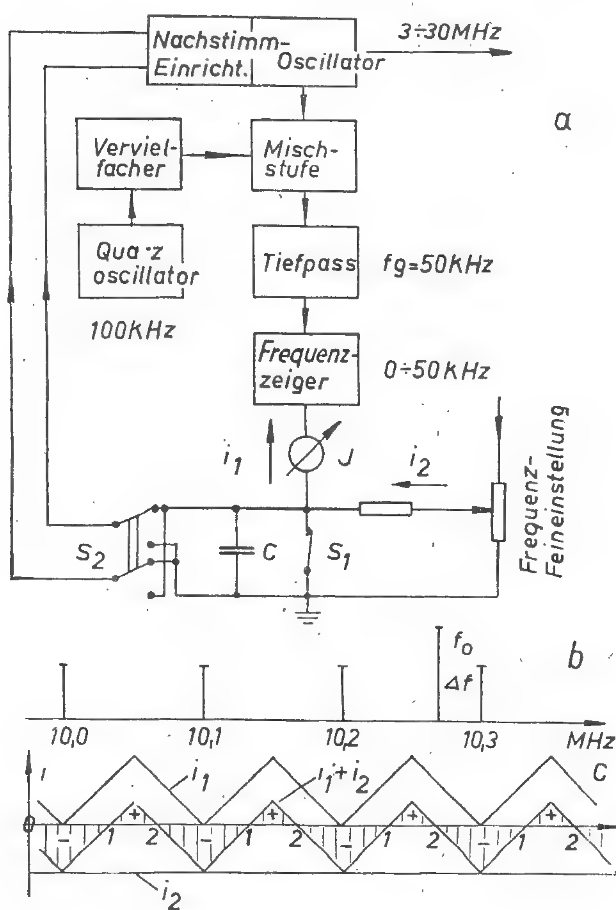


Abb. 7. Stabilisierung von Frequenzen mit Hilfe dichter Normalfrequenzspektren und Frequenzzeiger

das durch den Quarzoszillator und den Frequenzvervielfacher erzeugt wird. Die Abstimmung des Vervielfachers mit einer Schaltung nach Abb. 2 ist mit der des Oszillators gekuppelt. Die tiefste Differenzfrequenz Δf durchläuft den Tiefpaß und wird im Frequenzzeiger gemessen. Der Strom im Anzeigeinstrument i_1 durchfließt auch den vorerst noch geschlossenen Schalter S_1 und wird hier durch einen zweiten unabhängigen Strom i_2 entgegengesetzter Richtung teilweise kompensiert. Wird der Schalter S_1 geöffnet, so fließt der Differenzstrom über die Frequenznachstimmeinrichtung des Oszillators und verändert dessen Frequenz so lange, bis die Ströme i_1 und i_2 einander annähernd gleich sind. Mit Hilfe des Stromes i_1 kann die Frequenz des Oszillators geregelt werden. Der Kondensator C dient zur Glättung des Stromes und sorgt für eine genügend große Zeitkonstante, um Regelschwingungen zu vermeiden.

Das Diagramm im Teilbild c der Abb. 7 soll veranschaulichen, bis zu welchen Grenzen die Frequenznachstellung wirksam ist. Der frequenzabhängige Strom i_1 ist positiv, der Kompensationsstrom i_2 ist negativ aufgetragen. Der Strom $i_1 + i_2$ hat demnach alle 100 kHz zwei Nullstellen, von denen die einen stabile, die anderen labile Gleichgewichtszustände für die Frequenzregelung sind.

Die selbsttätige Frequenzkorrektur erfolgt über einen Frequenzbereich, der von einer stabilen Nullstelle nach rechts und links bis zu den benachbarten labilen Nullstellen reicht, also in diesem Falle 100 kHz be-

trägt. Voraussetzung dazu ist natürlich, daß die Nachstimmeinrichtung auch in der Lage ist, diesen Hub zu bewältigen. Verändert man die Oszillatorabstimmung stetig, so springt bei geeigneter Dimensionierung der Nachstimmeinrichtung die Frequenz des Oszillators von 100 zu 100 kHz weiter. Die Frequenz rastet gewissermaßen an den durch die Frequenzfeineinstellung vorbestimmten Frequenzen ein.

Die Frequenzfeineinstellung ist möglich von einem Maximum der Kurve $i_1 + i_2$ bis zum benachbarten, also über einen Frequenzbereich von 50 kHz. Um auch in den dazwischenliegenden Frequenzbereichen die Stabilisierung zu ermöglichen, kann mit dem Schalter S_2 die Polarität der Nachstimmung geändert werden, aus den labilen Gleichgewichtslagen werden dann stabile und umgekehrt.

Die Frequenznachstellung erfolgt nicht bis zur völligen Gleichheit der Ströme i_1 und i_2, sondern es bleibt stets noch ein kleiner Reststrom übrig. Dementsprechend wird die Frequenz des Oszillators auch nicht absolut starr in den Raststellen gehalten. Beträgt das Nachstellverhältnis 100 : 1, so beträgt die Konstanz des stabilisierten Oszillators das Hundertfache seiner Konstanz im unstabilisierten Zustand, sofern die Konstanz des Frequenzzeigers, des Kompensationsstromes i_2 und des Quarzoszillators noch nicht berücksichtigt zu werden brauchen. Auch hier lassen sich für kleine Differenzfrequenzen die günstigsten Ergebnisse erzielen.

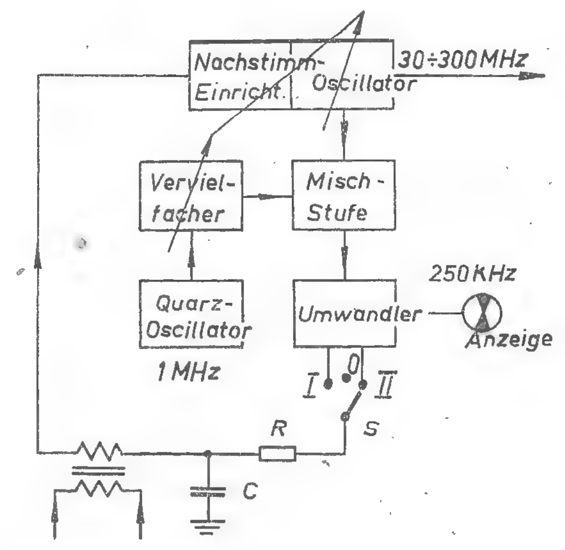
b) Stabilisierung mit Umwandler

An Stelle des Frequenzzeigers kann auch ein sog. Umwandler, wie er in Empfängern für Frequenzmodulation üblich ist, verwendet werden. Insbesondere für höhere Frequenzen ist diese Anordnung zweckmäßig.

Die Abb. 8 zeigt einen frequenzstabilisierten und frequenzmodulierten UKW-Sender. Als Quarzoszillator wird ein solcher von 1 MHz verwendet. Der Umwandler ist für eine Mittelfrequenz von 250 kHz dimensioniert. Bei der Variation des Oszillators wird mit jeder der um 1 MHz auseinanderliegenden Normalfrequenzen zweimal die Differenzfrequenz von 250 kHz gebildet und durch das magische Auge A angezeigt. Zum Einrasten der Frequenz wird der Schalter S entweder in die Stellung I oder II gebracht, da auch hier immer nur eine der Stellungen stabil ist. Die untenstehenden Diagramme zeigen die Frequenzabhängigkeit der Nachstimmspannung in den beiden Schalterstellungen. Die Kurven sind so flach gewählt worden, um eine Frequenzmodulation mit einem Hub von ± 100 kHz zu ermöglichen. Ist dies nicht erforderlich, so kann der Umwandler wesentlich selektiver und damit das Nachstimmverhältnis größer gemacht werden.

c) Stabilisierung mit Phasenbrücke

Bisher wurde die Frequenz eines freien Oszillators mit den Komponenten eines Normalfrequenzspektrums verglichen. Es besteht nun auch die Möglichkeit, an Stelle einer Differenzfrequenz als stabilisierende Größe eine Phasendifferenz zu verwenden. Die Differenzfrequenz ist dann Null, und die stabilisierte Frequenz ist einer Normalfrequenz genau gleich.



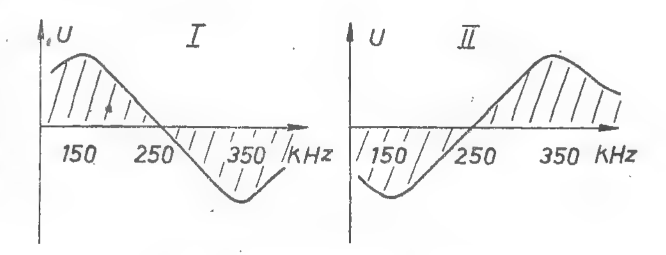


Abb. 8. Stabilisierung mit Umwandler

Zur Modulation der beiden gleichen Frequenzen miteinander wird hier zweckmäßig eine symmetrische Diodenschaltung, eine sog. Phasenbrücke, wie sie im Teilbild b der Abb. 9 dargestellt ist, verwendet. Das Teilbild c der Abb. 9 zeigt die erzeugte Gleichspannung U_3 als Funktion des Phasenwinkels φ zwischen den beiden Wechselspannungen U_1 und U_2. Der sich daraus ergebende Stabilisierungsbereich ist ebenfalls eingezeichnet.

Enthält eine der beiden Wechselspannungen ein Frequenzspektrum, so ergibt sich für jede Komponente grundsätzlich der gleiche Verlauf, da die übrigen Frequenzen keine Gleichspannungskomponenten hervorrufen. Jedoch ist dazu eine genaue Symmetrie der Brücke Voraussetzung, die in der Praxis nicht immer zu verwirklichen ist. Hinzu kommt, daß infolge der dann ziemlich kleinen Richtspannung ein Gleichspannungsverstärker erforderlich wird. Diese Schwierigkeiten lassen sich vermeiden, wenn ein Spektrum zur Anwendung kommt, das nur eine Komponente großer Amplitude enthält, wie es im Abschnitt 5 a noch behandelt wird. Auf diese Weise gelingt es recht gut, einen Oszillator mit den Komponenten eines dichten Normalfrequenzspektrums zu synchronisieren, jedoch soll hier auf ein entsprechendes Ausführungsbeispiel verzichtet werden, da sich das gleiche Ziel noch in anderer Weise durch indirekte Aussiebung der einzelnen Komponenten erreichen läßt.

Im Teilbild a der Abb. 9 ist eine Anordnung dargestellt, die zur Frequenzteilung eine besondere Bedeutung hat. Hier wird nicht die Normalfrequenz, sondern eine variable Frequenz von 5 bis 10 kHz zu einem dichten Spektrum vervielfacht, aus dem eine

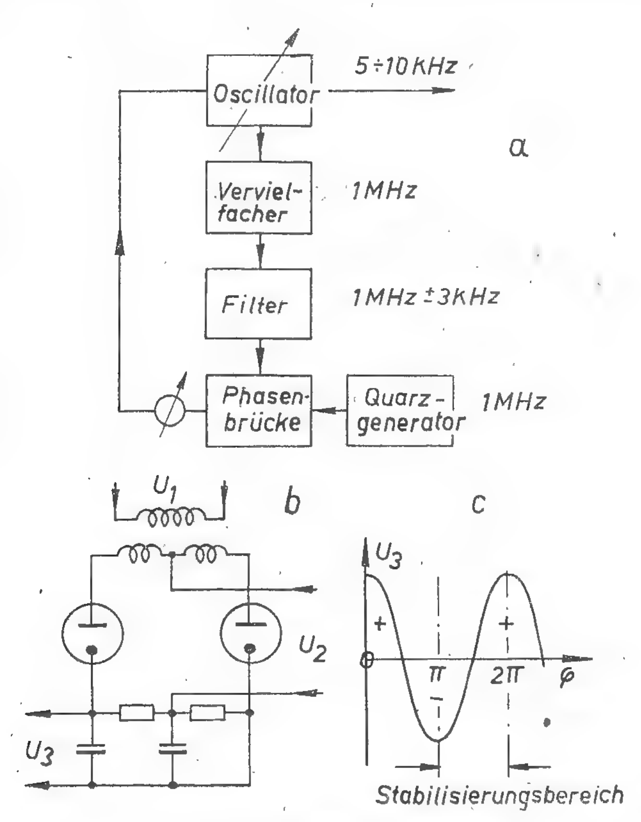


Abb. 9. Stabilisierung mit Phasenbrücke

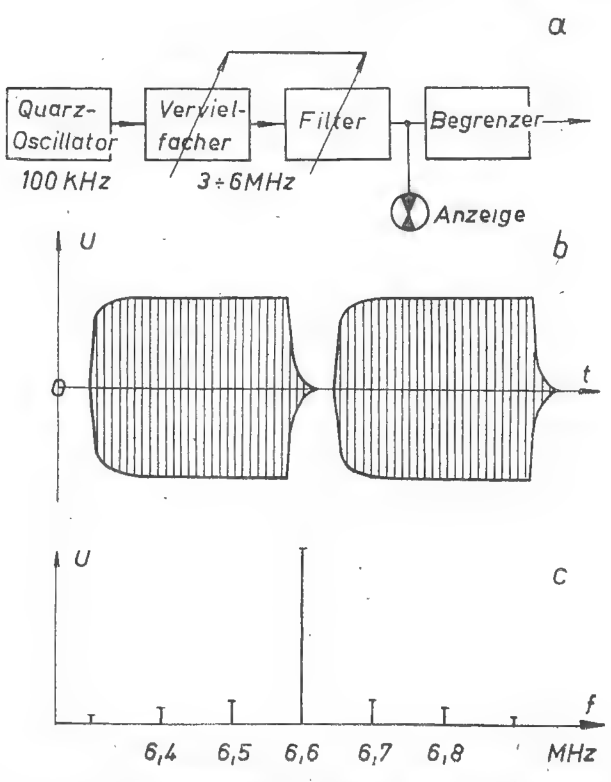


Abb. 10. Direkte Aussiebung von Frequenzen aus dichten Normalfrequenzspektren

einzige Komponente mit einem Filter bei 1 MHz ausgesiebt wird. Diese Frequenz wird dann in der Phasenbrücke mit der ebenfalls 1 MHz betragenden Frequenz des Quarzgenerators verglichen. Die entstehende Gleichspannung dient zur Synchronisierung des Oszillators. Die Frequenz des Oszillators steht damit in einem ganzzahligen Verhältnis zur Frequenz des Quarzgenerators. Bei der Variation des Oszillators erhält man beispielsweise nacheinander die Teilungsverhältnisse 100 : 1, 99 : 1 usw., Teilungsverhältnisse, von denen man nicht alle mit mehrstufigen Teilern erhalten kann.

Eine ganz entsprechende Umkehrung des Arbeitsprinzips in der Weise, daß mit der variablen Frequenz ein Frequenzspektrum gebildet wird, deren Komponenten mit einer einzelnen Quarzfrequenz verglichen werden, läßt sich grundsätzlich bei allen bisher behandelten Anordnungen zur Frequenzmessung und Frequenzstabilisierung durchführen. Es lassen sich auf diese Weise Tonfrequenzen mit hoher Genauigkeit messen und stabilisieren. Geräte dieser Art sind für besondere Nachrichtenzwecke bereits serienweise hergestellt worden. Auf Einzelheiten soll hier aber nicht eingegangen werden, da bei diesen Prinzipien genau genommen keine Normalfrequenzspektren zur Anwendung kommen.

5. Aussiebung von Frequenzen aus dichten Normalfrequenzspektren

a) Direkte Aussiebung

Im Abschnitt 2a wurde bereits erwähnt, daß eine periodisch kurzzeitig unterbrochene Sinusschwingung ein Spektrum mit einer im Verhältnis zu den Seitenbändern sehr großen Trägeramplitude besitzt. Zur Erzeugung dichter Spektren scheint deshalb eine solche Schwingungsform zunächst wenig geeignet zu sein. Die Vervielfachungsschaltung nach Abb. 2 ermöglicht es jedoch, jede beliebige Oberwelle zum Träger werden zu lassen. Die Trennung dieser besonders starken Komponente von den übrigen gelingt dann mit relativ einfachen Mitteln.

Die Abb. 10 stellt im Teilbild a das Blockschema einer solchen Anordnung, im Teilbild b die Schwingungsform des Vervielfachers und im Teilbild c dessen Spektrum dar. Das Filter besteht aus wenigen kritisch miteinander gekoppelten Kreisen. Reste der Seitenbänder, die durch das Filter nicht beseitigt werden, bewirken eine geringfügige Amplitudenmodulation, die durch den Begrenzer weiter unterdrückt wird.

Bemerkenswert ist die selektive Arbeitsweise dieses Vervielfachers. Wird sein Schwingungskreis auf eine Frequenz zwischen zwei Oberwellen abgestimmt, so entsteht ein kompliziertes Spektrum ohne eine Komponente besonders großer Amplitude. Man hat deshalb bei der Variation der Abstimmung den Eindruck, als ob man einen sehr selektiven Schwingungskreis nacheinander auf die einzelnen Oberwellen abstimmt. An der Schwingungsform nach Abb. 10 b ändert sich dabei aber natürlich nichts.

Es sind recht leistungsfähige Kleinsender hergestellt worden, die nach einem ähnlichen Prinzip arbeiteten. Auf ein besonderes Filter konnte verzichtet werden, da bereits die natürliche Selektivität des Senders ausreichte, die Seitenbänder genügend zu unterdrücken. Die Modulation erfolgte trägerlos, um an Leistung zu sparen. Zum Empfang wurden Einseitenbandempfänger verwendet, deren Zusatzträger mit Empfängereichgeneratoren synchronisiert wurden.

b) Indirekte Aussiebung

Ein variables Filter hoher Selektivität kann mit Hilfe eines Überlagerungsprinzips verwirklicht werden. Die Abb. 11 zeigt eine solche Anordnung und das dazu gehörige Frequenzschema. Das Spektrum des Vervielfachers mit einer Hauptkomponente von 10 MHz von 1,025 MHz wurde gewählt, um eine Spiegelfrequenzsiebung vor dem Modulator 1 zu sparen.

Mit einer solchen Anordnung ist die Aussiebung der einzelnen Komponenten aus fast beliebig dichten Spektren möglich. Das Filter 1 kann, da es ja nicht variabel zu sein braucht, notfalls mit Quarzen auf-

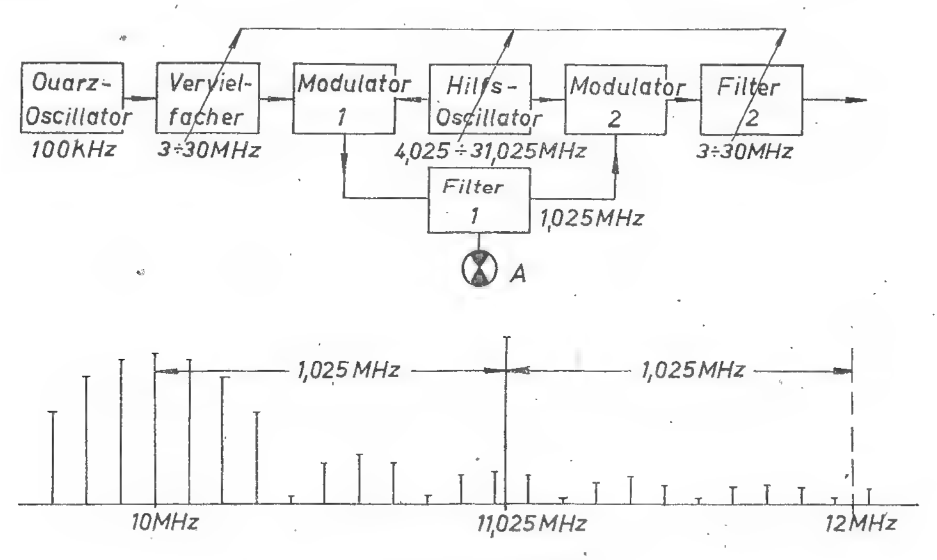


Abb. 11. Indirekte Aussiebung

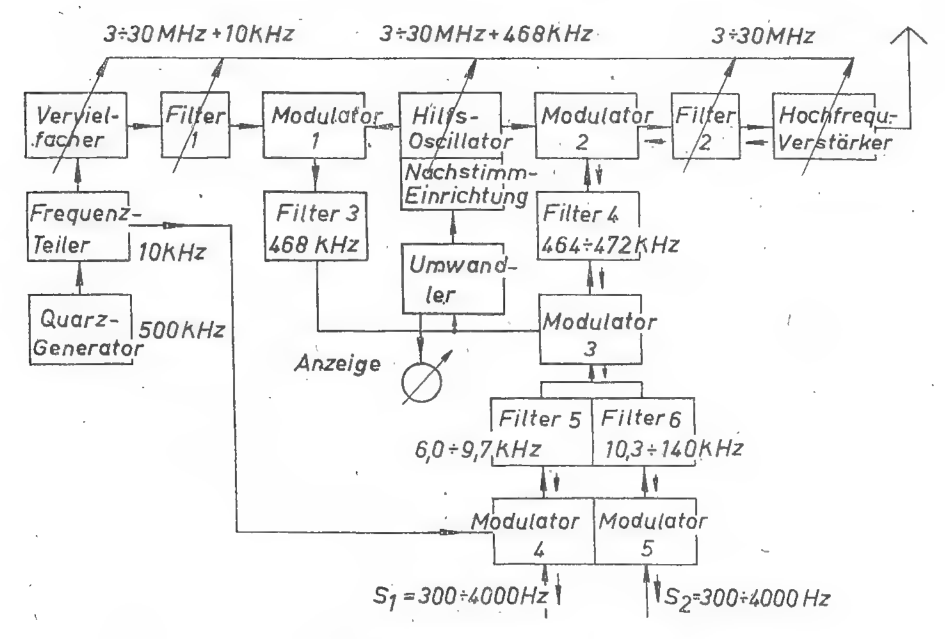


Abb. 12. Einseitenbandsender oder -empfänger

wird im Modulator 1 mit der Frequenz 11,025 MHz gemischt. Die entstehende Differenzfrequenz von 1,025 MHz wird von den übrigen durch das Filter 1 getrennt und im Modulator 2 wieder mit der Frequenz von 11,025 MHz des gleichen Hilfsoszillators moduliert. Dabei entsteht als Differenzfrequenz wieder 10 MHz, die im Filter 2 von der Summenfrequenz bei 12,5 MHz und der Frequenz des Hilfsoszillators getrennt wird. Letztere fällt also aus der Frequenzgleichung wieder heraus und ist ohne Einfluß auf die Konstanz der Ausgangsfrequenz. Der Wert für die Zwischenfrequenz gebaut werden. An das Filter 2 werden nur geringe Anforderungen gestellt.

c) Einseitenbandsender und -Empfänger

Das Verfahren der indirekten Aussiebung von Frequenzen aus dichten Normalfrequenzspektren eignet sich ganz besonders für den Aufbau von Einseitenbandsendern und -Empfängern, da bei diesen eine mehrfache Modulation ohnehin erforderlich ist.

Die Abb. 12 zeigt das Schema einer solchen Anordnung. Die Frequenz des Quarzgenerators wurde auf 500 kHz

gelegt, da für diese Frequenz der Quarz noch als Dickenschwinger hergestellt werden kann und sich so die höchsten Genauigkeiten erzielen lassen. Im Frequenzteiler wird diese Frequenz auf 10 kHz erniedrigt und erzeugt dann im Vervielfacher ein Spektrum im Bereich von 3 bis 30 MHz. Das Filter 1 dient zur Vorselektion für den Modulator 1, in dem die Mischung mit der Frequenz des Hilfsoszillators stattfindet. Das Filter 3 siebt eine Differenzfrequenz von 458 kHz heraus, die zum Modulator 3 gelangt.

Der Sender besitzt zwei Nachrichtenkanäle als Seitenbänder, rechts und links von einem Träger, der jedoch nicht mit ausgesandt wird. Die beiden unabhängig voneinander zu übertragenden Signale S_1 und S_2 mit Frequenzbereichen von je 300 bis 4000 Hz werden in den Modulatoren 4 und 5 einer Frequenz von 10 kHz aufmoduliert, die dem Frequenzverteiler entnommen wird. Die Filter 5 und 6 sieben einmal das bei den Modulationen entstandene obere und einmal das untere Seitenband aus. Beide werden dann im Modulator 3 der Frequenz von 458 kHz aufmoduliert, und im Filter 4 wird das dabei entstandene obere Seitenband von dem unteren getrennt. Der Durchlaßbereich des Filters liegt symmetrisch zu der üblichen Zwischenfrequenz von 468 kHz. Im Modulator 2 erfolgt nun wieder die Modulation mit der Frequenz des Hilfsoszillators, und das Filter 2 siebt wieder das erwünschte Seitenband aus, das über den Hochfrequenzverstärker zur Aussendung gelangt.

Zur Erleichterung der Frequenzeinstellung ist noch eine automatische Nachstimmeinrichtung vorgesehen, die aus dem Umwandler und einem Schieberohr besteht, das mit dem Hilfsoszillator verbunden ist. Auf diese Weise ist es möglich, das Filter 3 sehr schmal zu machen, um etwaige Störfrequenzen fernzuhalten.

Der zugehörige Einseitenbandempfänger ist ganz entsprechend aufgebaut, es gilt das gleiche Blockschaltbild mit den neben den Verbindungen ebenfalls eingezeichneten Richtungen. Der Hochfrequenzverstärker bildet den Eingang des Empfängers, in den Modulatoren 4 und 5 erscheinen schließlich wieder die beiden Signale S_1 und S_2.

Der Empfänger ist frei von den Nachteilen der übrigen Einseitenbandempfänger, bei denen die Hilfsträger nach den Trägerresten der Sender oder nach besonderen Pilotfrequenzen synchronisiert werden müssen, und die deshalb besondere Anforderungen an die Bedienung stellen. Der quarzstabilisierte Empfänger kann hingegen nach seinem eigenen Normalfrequenzspektrum mit größter Genauigkeit auf einen beliebigen hochfrequenten Übertragungskanal eingestellt werden, und kann niemals außer Tritt fallen. Die Verwendung von Sendefrequenzen, die ganzzahlige Vielfache von beispielsweise 10 kHz sind, führt zwangsläufig zur Einhaltung einer gewissen Wellenordnung im Kurzwellenband.

Schrifttumsnachweis

[1] P. Kotowsky und S. Sonnenfeld: Die Frequenzspektren von Hochfrequenzimpulsen. ENT, Bd. 14, H. 11 (1937), S. 360—369.

[2] E. Hudec: Das Frequenzband beim drahtlosen Druckempfang nach dem Impulsverfahren. ENT, Bd. 17, H. 6 (1940), S. 125—128.

[3] R. Hornickel: Über den Einfluß von Gleichrichterzellen auf Schaltvorgänge. ENT, Bd. 14, H. 11 (1937), S. 370—376.

Buch- und Zeitschriftenlese

DK 511.2

Fernmeldetechnische Lehrhefte. Wissenschaftl. Leitung: Hermann Schulz. Heft Nr. 3: Die komplexen Zahlen und ihre elementaren Funktionen (Eine Einführung für Techniker und Physiker) von Hermann Schulz. Georg Siemens Verlagsbuchhandlung, Berlin 1948. 67 Seiten, 14 Abbildungen.

Der Verfasser unternimmt es, den angehenden Techniker und Physiker in das Gebiet komplexer Zahlen einzuführen. Aus dem System reeller Zahlen heraus wird die Entwicklung der komplexen Zahlen in logischer Strenge dargestellt. Leider bietet der geringe Umfang des Heftes nicht die Möglichkeit, auch den Funktionsbegriff für komplexe Variable in gleicher Tiefe aufzuzeigen. So wäre wohl im Abschnitt „Geometrische Darstellung komplexer Funktionen" die Gegenüberstellung zweier komplexer Ebenen wünschenswert gewesen. Der Anfänger legt erfahrungsgemäß größten Wert auf anschauliche Bedeutung des ihm vermittelten Wissensstoffes; es ist daher leicht möglich, daß er mit den geometrischen Darstellungen dieses Buches nicht fertig wird, insbesondere auf den letzten Seiten, wo die Darstellung reeller Funktionen neben der Darstellung komplexer Ebenen erscheint. Die Hauptbedeutung des Buches liegt somit in der klaren Einführung des komplexen Zahlbegriffs.

Händler

DK 512.9

Vektor-Rechnung mit je einem Anhang über Tensoren und über komplexe Zahlen und Zeiger. Auf Grund von Vorlesungen und Übungen von Prof. Dr. Erich Schönhardt, herausgegeben von Dipl.-Ing. W. Pavel. Selbstverlag Stuttgart-Sillenbuch, Silberwaldstr. 10, 2. Auflage, 1948.

Das Buch gehört zu den gelungenen Einführungen in das Gebiet der physikalischen Vektor-Algebra und -Analysis. So ist es auch als Neuerscheinung nach dem Kriege in studentischen Kreisen mit Beifall aufgenommen worden. Ohne schweren existentiell-mathematischen Ballast wird der Leser, dem es um die angewandte Seite der Physik geht, flüssig mit dem Stoffgebiet vertraut gemacht. Besonderer Wert wird auf die anschauliche Bedeutung und Vorstellung gelegt. Die erworbenen Kenntnisse werden immer sogleich durch praktische Beispiele gefestigt. Saubere, klare Zeichnungen erleichtern dem Leser das Verständnis. Nach den beiden großen Hauptabschnitten Vektor-Algebra und Vektor-Analysis folgt ein Anhang über Tensoren, insbesondere Affinoren. Der Leser hätte nach der ersten Auflage eine weitere Aufarbeitung dieses Anhangs als besonderen dritten Abschnitt erwünscht. Ein weiterer Anhang in der vorliegenden zweiten Auflage behandelt komplexe Zahlen und Zeiger.

Man darf das Buch dem Praktiker sehr empfehlen und hoffen, daß der Leser durch die einfache äußere Aufmachung sich nicht zurückschrecken läßt.

Händler

DK 534.864 : 621.395.623.7

R. Vermeulen, **Vervielfachung von Konzerten.** Philips' technische Rundschau 10 (1948), S. 167—175. Mit 1 Abbildung.

Die wachsende Zahl der Konzertbesucher in den Großstädten macht den Bau von immer größeren Musikhallen erforderlich. Dieser räumlichen Ausdehnung der Säle sind jedoch praktische Grenzen durch die Tatsache gesetzt, daß schließlich die Kosten für das vergrößerte Orchester rascher als die Einnahmen durch die vergrößerte Besucherzahl wachsen. Eine Vermehrung der Zahl der Veranstaltungen scheidet aus dem gleichen Grunde aus. Als eine der jeweiligen Nachfrage anzupassende Lösung des Raumproblems wird die elektroakustische Vervielfachung des Konzerts vorgeschlagen, d. h. die Übertragung der musikalischen Darbietung aus dem primären Konzertsaal in mehrere Wiedergaberäume. Damit der akustische Eindruck beim Hören in einem solchen „Sekundärsaal" dem im „Primärsaal" erhaltenen möglichst nahekommt, muß eine äußerst hochwertige stereophone Übertragungsanlage verwendet werden. Wie eine Umfrage bei den Hörern solcher Konzerte ergab, wurde in 41 % aller Fälle das Fehlen des positiven psychologischen Einflusses, den im normalen Konzert der visuelle Kontakt des Hörers mit den Musikern ausübt, nicht als Mangel empfunden; 10 % der Hörer hielten die Abwesenheit ablenkender optischer Einflüsse sogar für einen Gewinn.

Über die Schaltung einer im Philips-Laboratorium in Eindhoven gebauten Anlage unterrichtet der obenstehende Schaltplan. Der Schall des Orchesters im Primärsaal Z_a wird von einem „Kunstkopf" für stereophone Wiedergabe ($A_{2,3}$), der zwei Mikrophone enthält, aufgefangen. Außerdem werden bei solistischen Darbietungen, Chorkonzerten usw. zwei einzelne Mikrophone (A_1, A_6) und ein zweiter Kunstkopf ($A_{4,5}$) benutzt. Über sechs Vorverstärker (B) und Kabel werden die Spannungen der sechs Mikrophone zu einer Mischtafel P_1 geführt. Hier wird das Stärkeverhältnis der beiden Kanäle jedes Kunstkopfes eingestellt ($D_{2,3}$ und $D_{4,5}$) und der relative Beitrag jeder der vier Quellen A zu jedem der zwei resultierenden stereophonen Kanäle geregelt (C, D_1, D_6). Außer der Gesamtlautstärkeregelung (E_t) ist eine Entzerrung des Tieftonbereichs für beide Kanäle gleichzeitig vorgesehen (E_p). Über Zwischenverstärker (F) gehen die Signale dann zu einer Pegeltafel P_2 und sodann über Linienverstärker (K) entweder zu einer Telephonleitung (T), die das Konzert in den Sekundärsaal Z_b überträgt, oder zu einer Philips-Miller-Aparatur W. Bei direkter Wiedergabe im Sekundärsaal werden die Signale nach erneuter Verstärkung (V), Regelung der Stärke (H) und des gegenseitigen Verhältnisses (J) der beiden stereophonen Kanäle den Filtern Q_I und Q_{II} zugeführt. Diese trennen hohe und tiefe Töne. Die hohen Töne werden über die Endverstärker R_I und R_{II} (je 60 Watt) zu den Lautsprechern L_I und L_{II} geführt. Die tiefen Töne beider Kanäle werden nach gemeinsamer Verstärkung durch R_0 (60 Watt) dem in der Mitte zwischen L_I und L_{II} angeordneten Lautsprecher L_0 zugeführt.

Wählt man dagegen eine Zwischenaufzeichnung, dann werden die Ausgangssignale der Linienverstärker K den beiden Philips-Miller-Tonschreibern (N) zugeführt, welche die stereophone Tonspur in das Band (U) gravieren. Zur Kontrolle wird das Band unmittelbar nach den Schreibern durch die Abtastvorrichtung 0 einem Abhörraum Z'_b zugeführt.

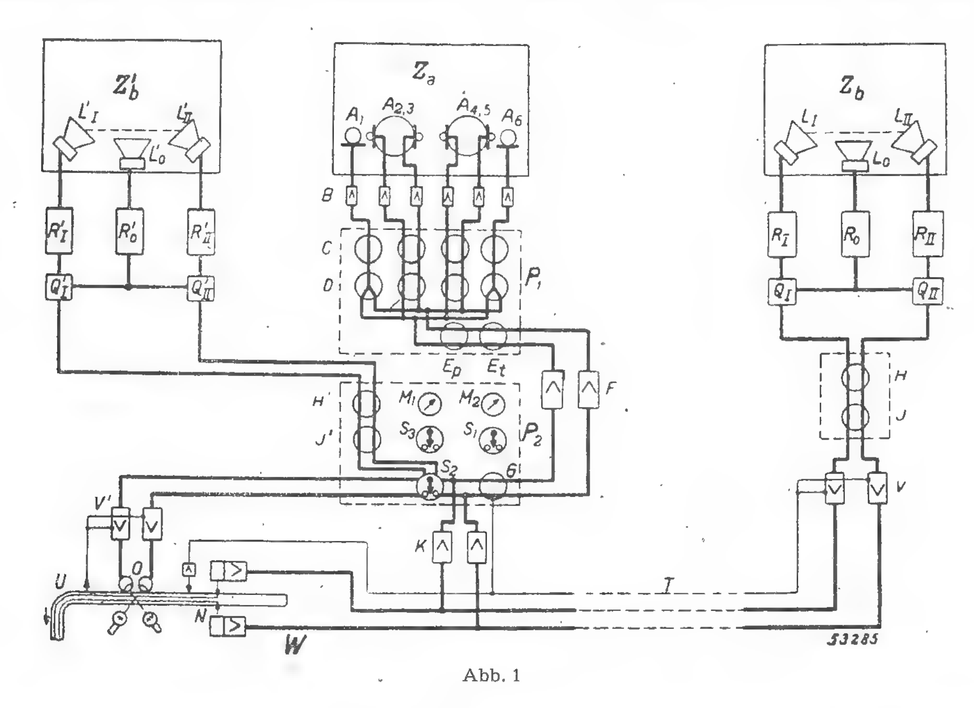


Abb. 1

Mittels eines Potentiometers (G) an der Schalttafel kann der Leiter an Hand der vor ihm liegenden Partitur die Gesamtverstärkung für bevorstehende laute Passagen vermindern und für leise Passagen vergrößern, um Übersteuerungen und Rauschstörungen zu vermeiden. Die auf diese Weise komprimierte Dynamik wird bei der Wiedergabe restlos wiederhergestellt; die Stellung des Reglers G wird nämlich über eine eigene Leitung (in der Abbildung durch eine dünne Linie wiedergegeben) dem Sekundärsaal mitgeteilt, worauf sich dort automatisch die Verstärkung von V fortwährend genau im entgegengesetzten Sinn ändert wie dies durch G geschah.

Die Anlage, die eine obere Bandgrenze von 8000 Hz besitzt, wurde unter Hinzuziehung von Berufsmusikern mehrmals erprobt. Es ergab sich, daß 85 % der Zuhörer den Orchesterklang als „gut" beurteilten. Die räumliche und plastische Wirkung der Stereophonie wurde allgemein als große Verbesserung empfunden. Die Einstellung des Tonpegels der Wiedergabe erwies sich als kritisch; schon Abweichungen von 3 db schienen eine weniger lobende Beurteilung zur Folge zu haben. Bemerkenswert ist die immer wieder beobachtete Neigung des Tonmeisters, die tiefen Töne stärker hervortreten zu lassen als dies bei der ursprünglichen Darbietung der Fall ist. Der Grund hierfür dürfte darin zu sehen sein, daß im Orchesterklang die tiefen Töne kein hinreichendes Gegengewicht für die mittleren und hohen Töne bilden.

Meyer-Eppler

DK 621.395.61 : 621.395.613.385

R. Burgholz, **Entwicklung und Beurteilung neuer Wege im bergbaulichen Nachrichtenwesen unter Tage.** Mittlg. Techn. Überwach. Ver. Essen (1946/47). Sonderheft, 56 S.

Der Bergbau stellt der Nachrichtentechnik eine Reihe von Aufgaben, bei deren Durchführung die schwierigen Verhältnisse unter Tage, insbesondere in Katastrophenfällen, und die Forderung nach hoher Betriebssicherheit berücksichtigt werden müssen. Für kurze Entfernungen (bis etwa 200 m) wurde ein tragbares akustisches Sprechgerät mit Mikrophon, Verstärker und Lautsprecher entwickelt. Für größere Entfernungen werden Lichtsprechgeräte bekannter Art benutzt, die bei geeigneter Anbringung von Spiegeln auch ein Sprechen „um die Ecke“ ermöglichen.

Die Anwendung normaler Fernkabelverbindungen scheidet in den meisten Fällen wegen der hohen Bruchgefahr aus, jedoch können in vielen Fällen mit Vorteil leistungsgerichtete Hochfrequenzverbindungen benutzt werden. Als Leitungen kommen dabei vor allem Rohr- und Seil-Verbindungen, wie sie ohnehin vorhanden sind, in Frage. (Eine ausführliche Darstellung vom gleichen Verfasser erscheint demnächst in dieser Zeitschrift.) Ri.

DK 621.394.324

Gerät zur Entzerrung von Springschreiberzeichen für Apparate mit verlängertem Stopschritt (An Electronic Regenerative Repeater for 7½-Unit-Start-Stop Telegraph Signals). Von R. O. Carter, L. K. Wheeler und A. C. Frost, Post Office El. Eng. Journal, Bd. 41, Nr. 4, Januar 1949, S. 222—227.

Das Bedürfnis nach einem Entzerrer für Springschreiberzeichen tritt besonders bei der Zusammenschaltung von Funkverbindungen und bei der Hintereinanderschaltung mehrerer Telegraphenleitungen auf. Ein solcher Zeichenentzerrer soll den ursprünglichen Zeichenverlauf mit richtigen Stromschrittlängen wiederherstellen, auch wenn der Spielraum in der Verzerrung der aufgenommenen Zeichen annähernd 50 % beträgt. Beläuft sich die Verzerrung auf mehr als 50 %, so ist für den betreffenden Stromschritt und damit für das Zeichen keine Entzerrung mehr möglich. Der Entzerrer soll aber außerdem dafür sorgen, daß der Empfänger zur richtigen Zeit und nur dann anläuft sowie zur rechten Zeit und nur auf das Stopzeichen stillgesetzt wird. Beschrieben wird das Versuchsmodell eines in dieser Weise wirkenden Entzerrers, der mit 14 Kleinröhren ausgerüstet ist und die Zeichen in einer Multivibratorschaltung von 20 ms Periode wiederherstellt. Der Spielraum der Verzerrung darf bis über 48 % betragen gegen rund 35 % beim Springschreiber selbst. Bei einem Versuch unter schlechten Funkbedingungen sank nach Einschaltung des Entzerrers das Fehlerverhältnis von 2 auf 0,5 %. Falls man auf gewisse Anforderungen an den Entzerrer verzichtet, kann der Schaltungsaufwand erheblich verringert werden. Bm.

Mitteilungen

Bildung eines vorläufigen Ausschusses für Post- und Fernmeldewesen in Deutschland.

Nach amtlichen Nachrichten ist vor kurzem der Vorläufige Ausschuß für Post- und Fernmeldewesen (PROCOM) gebildet worden, der bis zur Wiederaufnahme der Arbeiten der alliierten Überwachungsbehörde in Deutschland bestehenbleiben soll. Er behandelt Fragen des Post- und Fernmeldewesens, die die unter amerikanischer, britischer und französischer Aufsicht stehenden deutschen Gebiete angehen.

Dieser Ausschuß hat den Wunsch ausgedrückt, mit den fremden Verwaltungen und Betriebsgesellschaften soweit als möglich zusammenzuarbeiten und die von den fremden Verwaltungen und Betriebsgesellschaften beantragten zusätzlichen Auslandsleitungen im Durchgang durch die amerikanische, britische und französische Besatzungszone Deutschlands zu stellen. Nach Prüfung dieser Anträge will PROCOM weitere Verhandlungen mit den Antragstellern aufnehmen oder auch die ihnen unterstehenden deutschen Post- und Fernmeldebehörden beauftragen, alle erforderlichen Maßnahmen zur Schaltung und zum Betrieb dieser Leitungen zu treffen. Der Ausschuß hat ferner die Deutsche Post ermächtigt, soweit sie ihrer Aufsicht untersteht, mit den fremden Verwaltungen und Betriebsgesellschaften vom 1. Oktober 1948 an den Schriftverkehr über Schaltung, Betrieb, Leitungsführung, Verkehr und nähere technische Angaben über die zwischenstaatlichen Fernsprechleitungen und Telegraphenleitungen im Durchgang durch die Westzonen sowie über die zu verwendenden Systeme zu führen, vorausgesetzt, daß der Ausschuß jede dieser Leitungen vorher einer grundsätzlichen Prüfung unterzogen hat. Die in Goldfranken berechneten Gebühren für Auslandsgespräche und Auslandstelegramme gehen im allgemeinen auf die am 1. September 1935 gültig gewesenen Abmachungen oder Sonderabkommen zurück; für Österreich und die Tschechoslowakei gilt der 1. März 1938 als Stichtag. Goe.

Das Haupttelegraphenamt Berlin

Der Zusammenbruch des Deutschen Reiches im April 1945 konnte nicht ohne Rückwirkung auf das Haupttelegraphenamt in Berlin bleiben, das sich von seinen Verkehrsbeziehungen abgeschnitten sah und daher außerstande war, seinen Betrieb aufrechtzuerhalten. Nach angestrengten Bemühungen, die Anlage, insbesondere die Kabel, wiederherzurichten, glückte es Mitte Juli 1945, die technischen Voraussetzungen für die Wiederaufnahme des Verkehrs, wenn auch in bescheidenem Maße, zu schaffen.

Die Anordnung des alliierten Befehlshabers, am 8. Oktober 1945 den Austausch von Telegrammen innerhalb Großberlins wiederaufzunehmen, brach den Bann.

Am 8. Oktober 1945, dem Tage seiner Inbetriebnahme, übermittelte das Berliner Haupttelegraphenamt 68 Telegramme. Ihre Zahl erreichte am 31. März 1947 rund 114 000 Stück, das sind 60 % über dem Durchschnitt von März 1939 mit 72 300 Telegrammen. Der größere Teil dieses Verkehrs wurde mit dem sowjetischen Sektor der Stadt und den vom sowjetischen Heer besetzten Teilen Deutschlands gewechselt. Dieses Anschwellen des Verkehrs erklärt sich aus dem Umstand, daß der Telegraph derzeit nahezu den gesamten Fernmeldeschnellverkehr an sich zog, weil der Fernsprechverkehr von Ort zu Ort nur in äußerst beschränktem Ausmaß zugelassen war. Etwa 80 % der Telegramme sind privater oder familiärer Art.

Der Telegraphendienst mit dem Ausland konnte am 1. Dezember 1947 wiederaufgenommen werden. Am 1. November 1947 beschäftigte das Haupttelegraphenamt 1400 Kräfte. [Journ. d. Téléc. 12 (1947).] Goe.

Kabeldampfer

Der frühere deutsche Kabeldampfer „Norderney“ ist nach England ausgeliefert worden. Nach längeren Umbauarbeiten ist er jetzt unter dem Namen „Alert“ (Name eines im Kriege verlorengegangenen englischen Kabeldampfers) wieder in Dienst gestellt worden.

Rückblick auf den Vertrag von Atlantic City (The Atlantic City Convention in Retrospect). Von L. V. Lewis. Post Office Telecommunications Journal, Bd. 1, Nr. 1 (November 1948), S. 18—21.

Der Aufsatz gibt eine kurze Betrachtung darüber wieder, wie die wichtigsten, 1947 beschlossenen Änderungen des Weltnachrichtenvertrages sich bisher ausgewirkt haben oder sich auf die Dauer auswirken können. Bm.

Vereinheitlichung auf dem Gebiet der Fernseh-Sendetechnik

In Eindhoven/Holland wurde am 4. 2. 1949 zwischen den N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken und am Fernsehen interessierten englischen Firmen ein Abkommen getroffen, daß die Festlegung von Fernsehnormen zum Gegenstand hat. Die englischen Vertragspartner sind: Electrical and Musical Ltd., General Electric Ltd., Marconi Worlds Ltd. und Pey Ltd.

Die in dem Abkommen empfohlenen Fernsehnormen sind: 625 Zeilen bei 25 Bildwechseln je Sekunde, Zeilensprungverfahren 2 auf 1, Ein-Seitenbandbetrieb mit 6 MHz Totalbandbreite je Kanal, positive Modulation

der Bildsignale. Bezüglich der Modulation des Schalles wurden keine Empfehlungen vorgesehen.
Das Abkommen ist ein bedeutsamer Schritt auf dem Wege zu einer gemeinsamen Fernsehsendetechnik in Westeuropa. Wo.

DK 621.391

Technische Entwicklungen (Engineering Developments). Von Chefingenieur A. J. Gill, 1. Teil, Post Office Telecommunications Journal 1, Nr. 1, November 1948, S. 14—16.

Der Streifzug durch die fernmeldetechnischen Gebiete, auf denen die gegenwärtige schnelle Entwicklung von allgemeinem Interesse ist, beginnt mit dem Hinweis auf neue, sparsame Verfahren in der Ortsnetzgestaltung; anschließend werden Versuche mit Kabeln erwähnt, die mit Preßstoff ummantelt sind. In der Sprechstellentechnik kann man daran denken, das Kohlemikrophon durch ein höherwertiges Mikrophon zu ersetzen, wenn man einen Verstärker bei der Sprechstelle anbringt. Auch an anderen Verbesserungen der Sprechstellen wird gearbeitet, und man kann hoffen, daß als Ergebnis solcher Fortschritte bemerkenswerte Ersparnisse im Ortsnetz gemacht werden können. Nach Ausführungen über die Breitbandkabeltechnik werden Hohlleiterkabel und Dezimeterwellenverbindungen erwähnt. Auf dem Gebiet des Funkfernsprechens werden die Vorteile der Impuls-Code-Modulation angeführt. Auf dem Seekabelgebiet beschäftigt man sich mit der Weiterentwicklung des Unterwasserverstärkers. Will man ihn etwa in einem transatlantischen Kabel verwenden, so wird die jetzt auf 5 Jahre geschätzte Lebensdauer auf etwa 20 Jahre heraufgesetzt werden müssen. Bm.

Britische Schulungsstätte vor der Wiedereröffnung

Der Präsident des Verwaltungsrats der Cable and Wireless Ltd. gab vor kurzem bekannt, daß die Funkschule der Gesellschaft in Porthcurno, Cornwall, die Ausbildungsstätte der britischen Kabelgesellschaften von 1870 bis 1919, wieder für volle Lehrgänge im Fernmeldewesen eröffnet werden soll. Er betonte, daß die neue Schule, die einige technische Anlagen aus London erhalten wird, nicht nur Lehrgänge für Telegraphenbetrieb abhalten wird, sondern auch einen vollständigen Lehrgang für Fernmeldetechnik, so daß sie mehr Technische Hochschule als alles andere sein wird.
In seiner Darlegung der Pläne für die Einrichtung der Schule betonte der Präsident der Cable and Wireless, Sir Stanlev Angwin, daß das Kabel als Mittel für den Nachrichtenverkehr am Beginn einer gewaltigen Entwicklung steht. Der zunehmende Bedarf an Verkehrswegen bei dem beschränkten Frequenzbereich würde die Überleitung eines größeren Teils des zwischenstaatlichen Telegraphenverkehrs auf dem Kabelweg notwendig machen. Ferner unterstrich er den technischen Fortschritt im Kabelbau und in der Entwicklung von Untersee-Telegraphenverstärkern, der möglicherweise sich dahin auswirken wird, daß einige Kabelkanäle für Fernsprechen und Bildtelegraphie benutzt werden, während diese Dienste gegenwärtig auf weite Entfernungen nur auf dem Funkweg abgewickelt werden können.
[Journ. d. Téléc. 12 (1948), S. 512/513.] Goe.

Funksprechdienst mit Frequenzmodelung in der Schweiz.

Für den Funksprechdienst mit Frequenzmodelung eignen sich ebenso wie für Fernsehsendungen nur die ultrakurzen Wellen unter 10 m. Zur besseren Erforschung der Ausbreitungsverhältnisse dieser Wellen hat die schweizerische Post- und Telegraphenverwaltung in den Städten mit Funkhäusern Sendeversuche mit Frequenzmodelung aufgenommen. Der dazu erforderliche Sender ist zur Zeit auf einem der Türme der St. Peters-Kathedrale in Genf angebracht worden. Der Empfang dieser Sendungen ist nur mit Hilfe besonderer Geräte (Empfänger mit Frequenzmodelung) möglich. Die Versuche sind rein wissenschaftlicher Art.
[Journ. d. Téléc. 12 (1948), S. 511.] Goe.

Die Schutzhütten im Schweizer Bergland sind jetzt mit UKW-Anlagen in das Fernsprechnetz einbezogen. Jedes Gerät enthält mit Richtantennen verbundene Sender und Empfänger. Gearbeitet wird mit Ultrakurzwellen zwischen 4 und 7,5 Metern und mit einer Sendeenergie von 4 Watt vom Tal oder von etwa 0,3 Watt von der Berghütte aus. Gre.

Der Fernschreibdienst auf Fernsprechleitungen (Telex) in Frankreich

Am 24. Juni 1948 ist bei der telegraphischen Vermittlungsstelle in Paris der neue Telex-Schaltschrank in Betrieb genommen worden. Er ist mit vier Vermittlungsplätzen ausgerüstet. Jeder Platz hat 16 Schnurpaare und 6 einzelne Schnurleitungen für Rundfunkoder Ferntagungszwecke. Zur Zeit ist der Schrank mit 220 Anschlüssen belegt, die sich wie folgt aufteilen:

120 Privatteilnehmerleitungen,
50 Leitungen für öffentliche Teilnehmer,
20 Verbindungsleitungen zu anderen Wählnetzen,
10 Verbindungsleitungen zu anderen Handbetriebsnetzen,
10 zwischenstaatliche Telex-Leitungen für Handbetrieb,
10 zwischenstaatliche Telex-Leitungen für Wählbetrieb.

Der Entwurf für den Schaltschrank stammt von der französischen Post- und Fernmeldeverwaltung, die Ausführung hatte die Compagnie industrielle des téléphones übernommen.
Der Telex-Dienst in Marseille wurde am 10. Juli 1948 eröffnet. Dort wird er mit Hilfe eines ähnlichen Vermittlungsschrankes wie in Paris wahrgenommen, der aber nur über zwei Schrankplätze verfügt, an die 30 Privatteilnehmerleitungen, 20 Handbetriebsverbindungsleitungen oder Leitungen für öffentliche Teilnehmer und 10 Wählerverbindungsleitungen herangeführt sind.
Gegenwärtig erstreckt sich der Telex-Dienst in Frankreich auf Paris, Marseille und Lyon.
[Journ. d. Téléc. 12 (1948), S. 508.] Goe.

Fernsprechverbindungen auf dm- und cm-Wellen in Frankreich

Außer der Verbindung Frankreich—Korsika auf Wellen von 3 m Länge hat die Societé française radioélectrique soeben zwei weitere Übertragungssysteme mittels „Hertzscher Kabel" eingerichtet, das eine auf dm-Wellen von rund 25 cm Länge, das andere auf cm-Wellen von 10 cm. Die Verbindung von dm-Wellen ist vorteilhaft, wenn man mehrere Übertrager in Kaskadenschaltung benutzt. Das Steuerklystron arbeitet auf rund 1200 MHz. Die Verbindung auf cm-Wellen wird auf 3000 MHz mit Reflex-Klystronen betrieben. Der Empfänger mit Frequenzmodulation benutzt Umsetzer. [Journ. d. Téléc. 8 (1948), S. 329.] Goe.

Der Fernsprechdienst in Österreich 1947

Ende 1947 besaß Österreich 2 223 Fernsprechvermittlungsstellen, davon 62 Wählämter und 150 000 Anschlußleitungen. Die Zahl der Anschlüsse belief sich auf rund 400 000, darunter 4000 öffentliche Sprechstellen. Es wurden 28 362 000 Ferngespräche im Inland und 266 000 zwischenstaatliche Gespräche geführt. Die Einnahmen betrugen 48 741 000, die Ausgaben 4 794 000 Goldfranken. [Journ. d. Téléc. 7 (1948).] Gre.

Koaxiales Kabel in USA.

Das 1. koaxiale Kabel von der West- und Ostküste in Nordamerika, das Florida und Kalifornien miteinander verbindet, ist über einen 2600 engl. Meilen weiten Weg von Jacksonville über Atlanta und Dallas bis Los Angeles in Betrieb genommen worden. Im letzten Jahr sind mehr als 50 technische Fernseheinrichtungen in New York, Philadelphia, Baltimore, Washington, St. Louis, Detroit, Boston, Pittsburgh, Chicago und Los Angeles eingebaut worden.
(Bell Laboratories Record Vol. XXVI, No. 2, 1948.) Gre.

Funkfernsprechen von Auto zu Auto in USA.

Die amerikanische Presse hat mitgeteilt, daß am 26. Juni 1947 das erste Transatlantische Funkgespräch von zwei Automobilen aus zwischen dem

amerikanischen Botschafter in Italien und dem Präsidenten des Stadtrats in New York stattgefunden hat. Der Botschafter hat von einem Wagen in der Mailänder Ausstellung, der Präsident von einem Automobil auf dem City Hall Platz in New York aus gesprochen. [Journ. d. Téléc. 9 (1947).] Gre.

International Telephone and Telegraph Corporation

General William H. Harrison ist zum Präsidenten und Direktor der Gesellschaft gewählt worden.

[Journ. d. Téléc. 7 (1948).] Gre.

Der Tätigkeitsbericht der Western Union für das Jahr 1946

Die Gesellschaft hat eines der schwierigsten Jahre seiner Geschichte durchgemacht. Die finanziellen Ergebnisse wurden durch zweimalige Lohn- und Gehaltserhöhungen beeinflußt, die das Nettoeinkommen der Gesellschaft überstiegen. Die Ausgaben für Löhne und Gehälter verschlangen 71 % der Einnahmen. Die Gebühren mußten erhöht werden.

Der Telegraphendienst wurde verbessert, die durch den Krieg verursachten Beschränkungen aufgehoben. Die Bruttoeinnahmen betrugen etwa 183 000 000, das sind 5 % weniger als 1945. Es wurden annähernd 221 Millionen Inlandtelegramme befördert gegenüber 245 Millionen im Jahre 1945. Der Übersee-Kabelverkehr verminderte sich gegenüber 1945 um 28,2 %, hauptsächlich infolge geringerer Auflieferung von Regierungs- und Pressetelegrammen nach Beendigung des Krieges. Ferner wirkte sich die Herabsetzung der Gebühren im zwischenstaatlichen Verkehr aus.

Der Seekabelbetrieb der Gesellschaft ist seit dem 1. Januar 1946 in einer Abteilung zusammengefaßt worden, um dem Wettbewerb auf dem europäischen Kontinent besser zu begegnen. Im Januar 1947 wurde auf dem Kabelnetz zwischen New York—London ein neuer Dienst „International Metered Communications" eingerichtet, der die Kapazität der Stromkreise unter einer bestimmten Zahl von Benutzern aufteilt und dadurch einen unmittelbaren Schnelldienst von Teilnehmer zu Teilnehmer gestattet.

Zur Vervollkommnung des Netzes der Gesellschaft sind alle technischen Entwicklungen auf dem Fernmeldegebiet berücksichtigt worden, insbesondere die selbsttätige Übermittlung der Telegramme, die Verkürzung der Laufzeit durch Schaffung eines Trägerstromnetzes, die Verbesserung der Zustellung an die Empfänger. Die Trägersysteme der Western Union verwenden die Frequenzmodulation.

Im Laufe des Jahres 1946 wurden 60 neue Trägerstromsysteme eingerichtet; für 1947 sind weitere Systeme vorgesehen.

Einer der bemerkenswertesten Fortschritte auch für das Telegraphiegebiet ist die Funkübermittlung durch Richtstrahlen. Die Einrichtungs- und Unterhaltungskosten eines Funksystems mit Richtstrahlen sind viel geringer als die für Freileitungen.

Das Freileitungsnetz

Dieses Netz ist in den letzten Jahren nicht viel größer geworden. Die Länge dieser Leitungen ist kein Merkmal mehr für die Zunahme der telegraphischen Übertragungskapazität. In dem Maß wie das Programm der Einrichtung von Funkverbindungen mit Richtstrahlen voranschreitet, wird ein Teil der Freileitungen abgebaut, was sich in einer Verminderung der Unterhaltungs- und Wiederaufbaukosten auswirkt.

Service Telefax

Telefax ist ein neues Bildtelegraphengerät. Eine aussichtsreiche Anwendung dieses Verfahrens bei drahtloser Übertragung bildet der Telefaxapparat in einem Auto, mit dem *im Fahren* Telegramme vom Ortstelegraphenamt aufgenommen werden können.

[Journ. d. Téléc. 8 (1947).] Gre.

Der Fernsprechdienst in Argentinien 1946

Auf einem Flächenraum von 2 800 000 qkm sind für 16 Millionen Einwohner 1 082 Fernsprechvermittlungsämter vorhanden, davon 88 Wählämter, 51 halbautomatische und 943 Handämter. Das Fernsprechnetz zählte 571 000 Teilnehmeranschlüsse und 1414 öffentliche. Es wurden 2330 Millionen Ortsgespräche, 24 Millionen Ferngespräche und 791 700 Auslandsgespräche geführt. [Journ. d. Téléc. 4 (1948).] Gre.

Die Fernmeldedienste in Portugal

Der Telegraphendienst in Portugal hat sich ungewöhnlich kräftig entwickelt. 1945 stieg die Zahl der Ortstelegramme gegenüber dem Vorjahr um 10 %, die der Inlandsferntelegramme sogar um 92 % und die Zahl der europäischen Auslandstelegramme um 6 %. Etwa 95 % des Gesamtverkehrs waren Brieftelegramme. Auch der Überseeverkehr hat bemerkenswert zugenommen: die ausgehenden Telegramme bezifferten sich auf 174 000 (Vorjahr 150 000), die ankommenden auf 227 000 (Vorjahr 199 000). In diesen Verkehrsbeziehungen war der Anteil der Brieftelegramme mit rund 93 % in abgehender und rund 95 % in ankommender Richtung ähnlich hoch wie beim übrigen Auslandsverkehr. Insgesamt betrug die Zahl der übermittelten Auslandstelegramme 496 000 und die der empfangenen 511 000 gegen 414 000 und 510 700 des Jahres zuvor. Der auf dem Funkweg abgewickelte Verkehr hat sich mehr als verdoppelt; er wurde über 10 Telegraphenstellen auf den verschiedenen Inseln und in Porto Santo befördert.

Das staatliche Fernsprechnetz umfaßte rund 23 000 Sprechstellen. Sie wurden von 12 (Vorjahr 8) Wählämtern, 25 (18) Halbwählämtern und 680 (671) Handämtern bedient. Die Vertragsgesellschaft (A. P. T.) verfügte über 3 Wählämter, 44 Halbwählämter, 96 Handämter und 1064 öffentliche Sprechstellen bei 44 306 Haupt- und 20 899 Nebenanschlüssen. Im Auslandsfernsprechdienst wurde der unmittelbare Funksprechverkehr mit Argentinien aufgenommen, an den Paraguay und Uruguay angeschlossen sind. Ferner wurde der Fernsprechdienst mit Tanger und dem spanischen Protektorat von Marokko eröffnet. Auf dem staatlichen Netz wurden 21 Millionen Ortsgespräche (Vorjahr 17 Mill.) und auf dem der A. P. T. 83 Millionen (78 Mill.) geführt. Im Inlandsfernverkehr erreichte die Zahl der bezahlten Gespräche 8 Millionen, das sind etwas mehr als im Jahre zuvor. Im Nahverkehr der Gesellschaft waren 9 Millionen Gespräche zu verzeichnen, was einen leichten Rückgang bedeutet. Das gleiche gilt für den Auslandsverkehr in beiden Richtungen. Fast alle Auslandsgespräche wurden mit Spanien geführt. Der Funksprechdienst zwischen den Azoren-Inseln, der aus kriegsnahen Gründen eingestellt worden war, ist am 10. August 1945 wiederaufgenommen worden.

Die Einnahmen der Verwaltung beliefen sich für das Rechnungsjahr 1945/46 auf 215,745 Millionen Escudos gegenüber 204,520 Millionen im Vorjahr. Davon entfallen 48,954 Millionen (39,783 Mill.) auf den Telegraphendienst und 59,568 (52,826) Millionen auf den Fernsprechdienst. Die Ausgaben betrugen 220,495 (203,422) Millionen Escudos. Damit ist seit 10 Jahren der erste Fehlbetrag zu verzeichnen, und zwar rührt er aus der beträchtlichen Erhöhung der gewöhnlichen Ausgaben her. [Journ. d. Téléc. 12 (1947), S. 258.] Goe.

Rundfunk in Frankreich und Großbritannien

Am 1. August 1948 hatte Frankreich etwa 6 Millionen Rundfunkteilnehmer.

Ende Juni betrug die Zahl der Rundfunkhörer in Großbritannien und Nordirland 11,3 Millionen.

Telegraphendienst in der Türkei 1946

Bei 772 000 qkm Fläche und 19 Millionen Einwohnern hat die Türkei 800 Telegraphenbetriebsstellen der Telegraphenverwaltung und 337 der Eisenbahngesellschaften, ferner 5 Funktelegraphenstationen. Befördert wurden 6,5 Millionen Inlandstelegramme, 534 000 Telegramme des europäischen und 293 000 des außereuropäischen Vorschriftenbereichs.

[Journ. d. Téléc. 1 (1948).] Gre.

Fernschreibdienst in China

In Nanking wurde ein Fernschreiber vorgeführt, der in einer Minute 30 Buchstaben senden kann. Er besitzt 5400 chinesische Zeichen.

[Journ. d. Téléc. 7 (1948).] Gre.